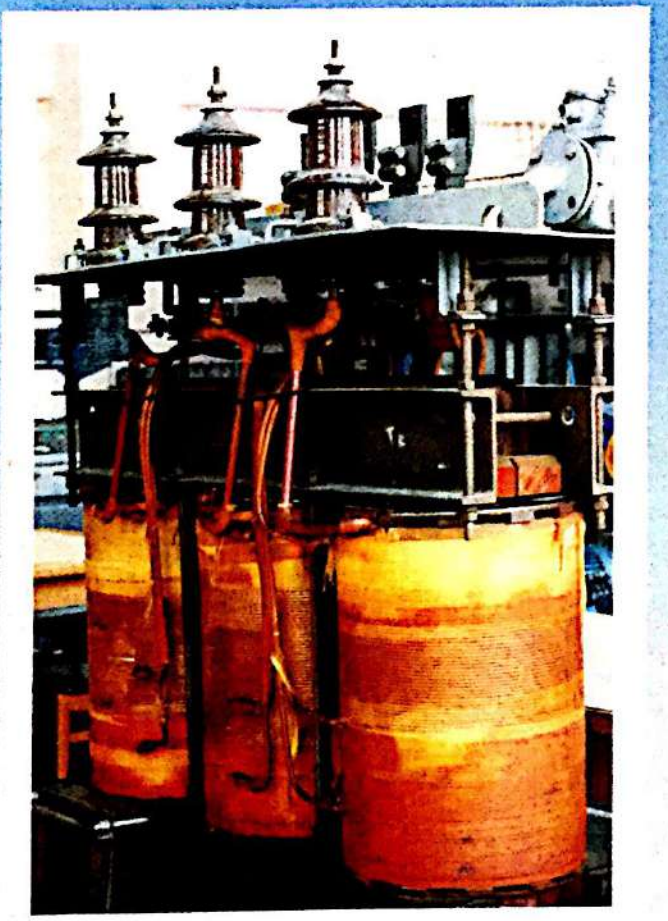
Ovidiu CRAIU Tiberiu TUDORACHE

MAȘINI ȘI ACȚIONĂRI ELECTRICE



editura POLITEHNICA

Scanned by CamScanner

CUPRINS

1. Transformatorul electric	**11**
1.1. Introducere	11
1.2. Principiul de funcţionare şi construcţia transformatorului electric	12
1.2.1. Raportul de transformare	14
1.2.2. Elementele constructive ale uni transformator	17
1.3. Teoria tehnică a transformatorului monofazat	22
1.3.1. Ecuaţiile tensiunilor transformatorului monofazat	25
1.3.2. Ecuaţiile transformatorului în complex simplificat	28
1.3.3. Raportarea secundarului transformatorului la primar. Schema echivalentă în T	29
1.3.4. Schema echivalentă în T cu considerarea pierderilor	32
1.4. Regimurile de funcţionare ale transformatorului monofazat	36
1.4.1. Regimul de funcţionare în gol	36
1.4.2. Funcţionarea în scurtcircuit	40
1.4.3. Funcţionarea în sarcină	43
1.5. Transformatorul trifazat	47
1.5.1. Construcţia transformatorului trifazat	48
1.5.2. Schema şi grupa de conexiuni	50
1.5.3. Transformatoare – redresoare	54
2. Maşina de curent continuu	**56**
2.1. Introducere	56
2.2. Construcţia maşinii de c.c.	56
2.2.1. Statorul	58
2.2.2. Rotorul	61
2.3. Principiul de funcţionare	62
2.3.1. Regimul de generator	62
2.3.2. Regimul de motor	65
2.4. Înfăşurări de tip indus cu colector	67
2.4.1. Înfăşurările buclate	68
2.4.2. Înfăşurări ondulate	68
2.4.3. Elementele înfăşurărilor de tip indus cu colector	69
2.5. Tipuri de maşini de c.c.	71
2.6. Fenomene electromagnetice în maşina de c.c. la funcţionarea în sarcină	74
2.6.1. Reacţia transversală a indusului	74
2.6.2. Comutaţia	76
2.7. Regimurile staţionare de funcţionare ale maşinii de curent continuu	82
2.7.1. Regimul de generator	83
2.7.2. Regimul de motor	86

Scanned by CamScanner

2.8. Caracteristicile de funcţionare ale generatoarelor de curent continuu 87
2.8.1. Generatorul de c.c. cu excitaţie independentă (separată) 88
2.8.2. Generatorul de c.c. cu excitaţie derivaţie 92
2.9. Caracteristicile de funcţionare ale motoarelor de curent continuu 95
2.9.1. Motorul de c.c. cu excitaţie independentă 95
2.9.2. Motorul de c.c. cu excitaţie serie 98
2.10. Acţionarea electrică a motoarelor de c.c. 100
2.10.1. Pornirea motoarelor de c.c. 100
2.10.2. Reglajul turaţiei motoarelor de c.c. 104
2.10.3. Frânarea motoarelor de curent continuu 108
2.10.4. Scheme de acţionare electrică ale motoarelor de c.c. 112

3. Aspecte generale privind maşinile electrice de curent alternativ 117
3.1. Generalităţi 117
3.2. Principii constructive generale 118
3.3. Câmpuri magnetice produse în maşinile de c.a. 119
3.3.1. Câmpul magnetic produs de o înfăşurare monofazată 120
3.3.2. Câmpul magnetic produs de o înfăşurare monofazată distribuită 122
3.3.3. Câmpul magnetic produs de o înfăşurare cu pas scurtat 125
3.3.4. Câmpul magnetic produs de o înfăşurare trifazată 126
3.3.5. Câmpul magnetic produs de rotirea unor magneţi permanenţi sau a unor electromagneţi de c.c. 129
3.4. Tensiuni induse în înfăşurările maşinilor de c.a. 130
3.4.1. Tensiunea indusă într-o înfăşurare monofazată fixă de către un câmp magnetic învârtitor 130
3.4.2. Tensiunea indusă de către un câmp magnetic învârtitor într-o înfăşurare monofazată ce se roteşte 131
3.4.3. Tensiunea indusă într-o înfăşurare trifazată de către un câmp magnetic învârtitor 132
3.5. Condiţiile necesare producerii cuplului electromagnetic în maşinile electrice de curent alternativ 133
3.6. Exemple de înfăşurări trifazate 136
3.6.1. Înfăşurare trifazată într-un strat, cu pas diametral 136
3.6.2. Înfăşurare trifazată în două straturi, cu pas scurtat 137
3.6.3. Înfăşurare trifazată într-un strat cu q fracţionar 138

4. Motorul asincron trifazat 140
4.1. Introducere 140
4.2. Construcţia maşinii asincrone trifazate 141
4.3. Principiul de funcţionare al motorului asincron 145
4.4. Ecuaţiile de funcţionare ale motorului asincron în regim staţionar 147
4.4.1. Schema echivalentă şi diagrama de fazori 149
4.4.2. Expresia cuplului electromagnetic 151
4.5. Caracteristicile de funcţionare ale motorului asincron 154
4.5.1. Caracteristica mecanică 155
4.5.2. Caracteristica randamentului şi caracteristicile electromecanice 158

Scanned by CamScanner

4.6. Acţionarea electrică a motorului asincron 160
4.6.1. Pornirea motoarelor asincrone 161
4.6.2. Reglajul turaţiei motoarelor asincrone 166
4.6.3. Frânarea motoarelor asincrone 169

5. Maşina sincronă 172
5.1. Generalităţi 172
5.2. Construcţia maşinii sincrone 172
5.3. Principiul de funcţionare 178
5.3.1. Regimul de generator 178
5.3.2. Regimul de motor 181
5.4. Tipuri de maşini sincrone. Simbolizare 182
5.5. Fenomene electromagnetice specifice maşinii sincrone 184
5.5.1. Funcţionarea în gol a generatorului sincron 184
5.5.2. Funcţionarea în sarcină a generatorului sincron. Reacţia indusului 185
5.6. Teoria generatorului sincron cu poli înecaţi 186
5.6.1. Ecuaţia tensiunilor 186
5.6.2. Schema echivalentă şi diagrama de fazori 187
5.6.3. Cuplul electromagnetic. Puterea electromagnetică. Puterea reactivă 189
5.7. Teoria generatorului sincron cu poli aparenţi 192
5.7.1. Descompunerea mărimilor specifice după axele d şi q. Ecuaţia tensiunilor 192
5.7.2. Diagrama de fazori 193
5.7.3. Cuplul electromagnetic. Puterea electromagnetică. Puterea reactivă 194
5.8. Bilanţul puterilor generatorului sincron 196
5.9. Caracteristicile generatorului sincron ce funcţionează pe reţea proprie 197
5.9.1. Caracteristica de mers în gol 197
5.9.2. Caracteristica externă 198
5.9.3. Caracteristica de reglaj 199
5.9.4. Cuplarea generatorului sincron în paralel cu reţeaua. Caracteristicile în V 200
5.10. Motorul sincron 202
5.11. Maşini sincrone speciale. Maşini sincrone folosite pe aeronave 203
5.11.1. Motorul pas cu pas 203
5.11.2. Motorul cu reluctanţă variabilă 205
5.11.3. Alternatorul cu poli gheară 205
5.11.4. Generatoare sincrone fără perii folosite pe aeronave 207
Bibliografie *209*

Scanned by CamScanner

1. Transformatorul electric

1.1. Introducere

Transformatorul electric este un echipament static (fără componente în mişcare) alcătuit în mod uzual din două circuite electrice (primar şi secundar), cuplate magnetic, având rolul de a modifica parametrii puterii electrice de curent alternativ (de obicei, tensiunea şi curentul) în scopul adaptării acestora la cerinţele consumatorului. Puterea electrică aparentă (calculată prin produsul dintre tensiune, curent şi număr de faze) absorbită de transformator pe la bornele sale de intrare se regăseşte cu o mică diminuare la bornele de ieşire, dar la o altă valoare a tensiunii şi a curentului. Există şi tipuri speciale de transformatoare care pot modifica şi alţi parametri ai puterii electrice în afară de tensiune şi curent, cum ar fi numărul de faze. *Transformatoarele funcţionează numai în curent alternativ.*

După numărul de faze, cel mai des întâlnite sunt *transformatoarele monofazate* şi *transformatoarele trifazate.* Transformatorul monofazat este cel mai simplu transformator care are o înfăşurare primară şi una secundară. Transformatorul trifazat este cel mai folosit în sistemul de distribuţie a energiei electrice de la producător la consumator şi poate fi considerat, aşa cum se va arăta ulterior, ca fiind compus din trei transformatoare monofazate, câte unul pentru fiecare fază.

Transformatoarele mai pot fi clasificate după destinaţie în [1,2]:

- ✓ *transformatoare de putere* – utilizate în sistemul de transport şi distribuţie a energiei electrice (pentru conectarea generatoarelor din centralele electrice la reţelele de înaltă tensiune sau a reţelelor de înaltă tensiune între ele; pentru a reduce tensiunea de la medie tensiune la joasă tensiune, necesară consumatorului casnic etc.);
- ✓ *transformatoare speciale* – sunt dedicate anumitor tipuri de aplicaţii şi au elemente constructive şi parametri funcţionali specifici.

Din categoria transformatoarelor speciale se disting:

- ✓ *transformatoarele de măsură* – sunt utilizate pentru a adapta valorile tensiunii (transformator de tensiune) sau ale curentului (transformator de curent) pentru diferite aparate de măsură;
- ✓ *transformatorul de sudură* – are caracteristica tensiunii din secundar în funcţie de curentul debitat foarte căzătoare;

Scanned by CamScanner

- ✓ *transformatoarele pentru schimbarea numărului de faze* – sunt transformatoare care au un număr diferit de faze în primar şi secundar; unul dintre cele mai folosite este *transformatorul Scott* care realizează transformarea de la două la trei faze, sau invers;
- ✓ *autotransformatorul* – este un transformator de construcţie specială cu o singură înfăşurare. Două dintre bornele autotransformatorului sunt conectate la capetele înfăşurării, iar celelalte două borne se conectează una la un capăt al înfăşurării şi cealaltă la un cursor de tip contact alunecător ce se deplasează în lungul înfăşurării. Această construcţie permite reglajul tensiunii secundare, în general într-un interval cuprins între 10% şi 50% din tensiunea de alimentare. Autotransformatorul are avantajul de a fi mai compact şi de a oferi o tensiune reglabilă, dar faţă de transformatorul clasic, acesta nu realizează separare galvanică între primar şi secundar.

După modul de răcire, transformatoarele sunt *uscate* – răcirea fiind asigurată prin circulaţia aerului, şi în *ulei* – aceste transformatoare fiind imersate într-o cuvă cu ulei care are atât rolul de agent de răcire cât şi de izolator electric. Există de asemenea şi *transformatoare în răşină* la care înfăşurările sunt înglobate într-o răşină epoxidică care asigură rigidizarea mecanică a echipamentului, izolarea electrică, respectiv facilitează transferul căldurii (pierderilor) din interiorul transformatorului către mediul de răcire exterior.

Un transformator poate fi *ridicător* sau *coborâtor*, după cum tensiunea din secundar este mai mare, respectiv mai mică decât tensiunea din primar. Deşi transformatoarele sunt bidirecţionale (pot fi alimentate pe la bornele oricărei înfăşurări), ele sunt concepute fie ca transformatoare ridicătoare fie ca transformatoare coborâtoare, acest lucru rezultând din tensiunile nominale ale transformatorului. De obicei, tensiunea secundară este o tensiune standardizată, transformatorul putând fi conectat în secundar fie la o reţea electrică la care sunt conectate şi alte transformatoare, fie la o reţea proprie de consumatori finali.

1.2. Principiul de funcţionare şi construcţia transformatorului electric

Transformatorul electric funcţionează pe principiul *inducţiei electromagnetice*. Acest principiu a fost stabilit de Michael Faraday şi Joseph Henry în 1831. Legea inducţiei electromagnetice îi poartă numele lui Faraday, deoarece acesta a fost primul care şi-a publicat rezultatele

Scanned by CamScanner

experimentale. Conform legii inducţiei electromagnetice, în lungul unei spire conductoare ce formează o curbă închisă Γ se induce o tensiune electromotoare (t.e.m.) egală cu viteza de scădere în timp a fluxului magnetic φ_Σ ce se închide prin suprafaţa Σ care se sprijină pe conturul Γ:

$$e = -\frac{d\varphi_\Sigma}{dt} = -\frac{d}{dt}\iint_\Sigma \bar{B}\cdot\bar{n}\,dA \tag{1.1}$$

După cum rezultă din relaţia (1.1), t.e.m. *e* poate fi produsă fie prin *variaţia inducţiei magnetice în timp* când suprafaţa Σ este neschimbată (spira conductoare este nemişcată), fie prin modificarea suprafeţei Σ în timp, adică *prin deplasarea conturului* Γ, atunci când inducţia magnetică $\bar{B}$ este constantă în timp:

$$e = -\frac{d}{dt}\iint_\Sigma \bar{B}\cdot\bar{n}\,dA = -\iint_\Sigma \frac{\partial\bar{B}}{\partial t}\cdot\bar{n}\,dA - \iint_\Sigma rot(\bar{B}\times\bar{v})\cdot\bar{n}\,dA \tag{1.2}$$

În relaţiile precedente $\bar{n}$ reprezintă versorul normalei la suprafaţa Σ, iar *dA* reprezintă elementul de suprafaţă.

Dacă se aplică teorema lui Stokes pentru termenul al doilea din relaţia (1.2), rezultă:

$$e = -\frac{d}{dt}\iint_\Sigma \bar{B}\cdot\bar{n}\,dA = -\iint_\Sigma \frac{\partial\bar{B}}{\partial t}\cdot\bar{n}\,dA + \oint_\Gamma \bar{v}\times\bar{B}\cdot d\bar{l} = e_p + e_d$$

(1.3)

unde e_p reprezintă t.e.m. *de pulsaţie* (sau *de transformare*) corespunzătoare variaţiei câmpului magnetic, iar e_d reprezintă t.e.m. *de deplasare* (sau *de mişcare*), corespunzătoare deplasării conductorului în câmp.

Transformatorul electric nu are nicio componentă constructivă în mişcare şi deci este un echipament static. În construcţia sa cea mai simplă, transformatorul este format din *două înfăşurări*, o înfăşurare primară şi o înfăşurare secundară bobinate pe un miez magnetic comun care formează *circuitul magnetic*.

Pentru a produce un câmp magnetic pulsatoriu (variabil în timp) înfăşurarea primară trebuie alimentată cu o tensiune electrică alternativă u_1 (fig. 1.1). Aceasta produce prin înfăşurare un curent electric i_1, de asemenea alternativ. Datorită *legii circuitului magnetic,* cunoscută şi ca legea lui Ampére (descoperită de André-Marie Ampère în 1826):

$$\oint_\Gamma \bar{H}\cdot d\bar{l} = wI = \iint_A \bar{J}\cdot\bar{n}\,dA \tag{1.4}$$

în care $\bar{H}$ reprezintă intensitatea câmpului magnetic produs de solenaţia *wI* [A] egală cu curentul înmulţit cu numărul de conductoare *w* înconjurate

Scanned by CamScanner

de curba închisă Γ, iar $\overline{J}$ este densitatea de curent prin conductor, la trecerea curentului i_1 prin înfăşurarea primară se produce un câmp magnetic variabil în timp de intensitate $\overline{H}$ [A/m] şi flux magnetic ϕ_1 [Wb]. Fluxul magnetic se închide prin circuitul magnetic şi străbate spirele înfăşurării secundare (fig. 1.1) producând o t.e.m. de pulsaţie e_p conform relaţiei (1.3).

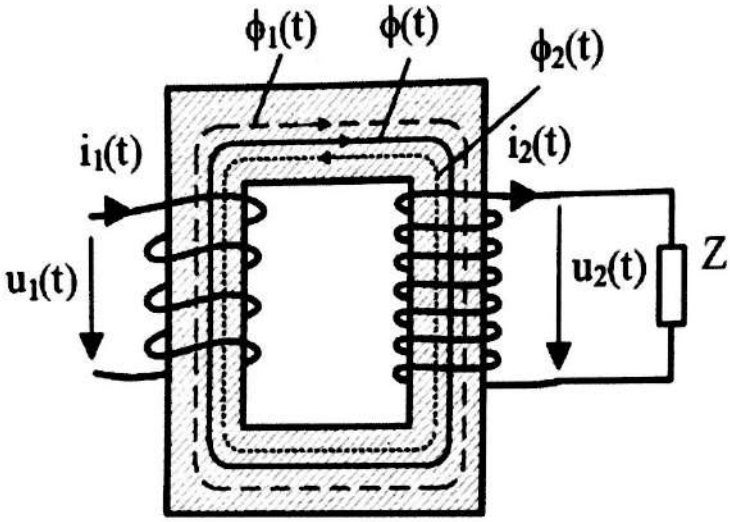


Fig. 1.1. Construcţia şi principiul de funcţionare ale unui transformator electric monofazat.

Dacă la bornele transformatorului se conectează o impedanţă $Z[\Omega]$, t.e.m. indusă în secundar produce un curent i_2. Acesta, la rândul său, conform legii circuitului magnetic din relaţia (1.4), produce un flux magnetic ϕ_2 numit *flux magnetic de reacţie,* care are semn opus fluxului magnetic inductor ϕ_1 (câmpul de reacţie se opune cauzei care l-a produs, respectiv câmpului inductor). Astfel, prin circuitul magnetic al transformatorului se închide un câmp magnetic caracterizat de fluxul magnetic ϕ egal cu diferenţa dintre fluxul produs de înfăşurarea primară ϕ_1 şi fluxul de reacţie produs de înfăşurarea secundară ϕ_2: $\phi(t) = \phi_1(t) - \phi_2(t)$.

1.2.1. Raportul de transformare

1.2.1.1. Funcţionarea în gol

Deoarece câmpul magnetic util produs de înfăşurarea primară se închide numai prin miezul magnetic caracterizat de permeabilitate magnetică mare, iar câmpul magnetic de scăpări se închide în bună parte prin aer care are permeabilitate magnetică mică, rezultă că *fluxul magnetic de scăpări* este mult mai mic decât fluxul util şi deci *poate fi neglijat.* Astfel, la funcţionarea în gol a transformatorului, când curentul din înfăşurarea secundară este nul (i_2=0) rezultă că fluxul magnetic $\phi_2 = 0$ şi se poate considera că ambele înfăşurări sunt străbătute de acelaşi flux magnetic ϕ_0 prin neglijarea fluxului de scăpări. Aplicând legea circuitului magnetic ecuaţiei (1.1) şi *neglijând căderile de tensiune pe înfăşurarea primară,* rezultă expresiile tensiunii primare u_1 şi a tensiunii secundare u_2:

Scanned by CamScanner

$$u_1 \approx -w_1 e = w_1 \frac{d\varphi_0}{dt}, \quad u_2 = -w_2 e = w_2 \frac{d\varphi_0}{dt} \tag{1.5}$$

în care s-a notat cu e t.e.m. indusă într-o singură spiră, cu ϕ_0 fluxul magnetic la mersul în gol, iar cu w_1 şi w_2 spirele din primar şi respectiv secundar.

Observaţii: Sensul tensiunii u_1 şi al curentului i_1 din figura1.1 respectă regula de la receptoare (puterea este absorbită în primar), iar tensiunea u_1 şi curentul i_2 respectă regula de la generatoare (puterea este cedată în secundar).

Fluxul magnetic ϕ produs de curentul i_1 are direcţia dată de regula burghiului: dacă se roteşte burghiul în sensul curentului electric ce trece prin bobină, direcţia de înaintare a burghiului coincide cu sensul câmpului magnetic; regula se poate aplica şi invers: sensul de rotire a burghiul pentru care acesta înaintează în direcţia curentului, va da sensul câmpului magnetic.

Mărimile din relaţia fluxurilor reprezintă valorile instantanee ale unor mărimi alternative (pulsatorii). Deoarece fluxul de reacţie ϕ_2 este produs de curentul corespunzător tensiunii electromotoare induse în înfăşurarea secundară, el are aceeaşi pulsaţie ω [rad/s] ca şi fluxul util ϕ_1. Mărimile pulsatorii pot fi reprezentate fazorial (fazorul este un vector ce se roteşte cu viteza unghiulară egală cu pulsaţia ω) şi se pot compune vectorial numai dacă au aceeaşi pulsaţie. Deci fluxul rezultant în transformator reprezintă suma vectorială a fazorilor ce corespund fluxurilor ϕ_1 şi ϕ_2.

Din relaţiile (1.5) rezultă *raportul de transformare* al transformatorului ca fiind raportul dintre modulele tensiunii primare şi secundare la funcţionarea în gol:

$$k_T = \frac{|u_1|}{|u_2|} = \frac{w_1}{w_2} \tag{1.6}$$

Raportul de transformare definit anterior este egal cu raportul numărului de spire din primar şi respectiv secundar w_1/w_2 *numai la transformatoarele monofazate. La transformatoarele trifazate raportul de transformare se dă ca raport al tensiunilor primare şi secundare de linie* la funcţionarea în gol a transformatorului, iar acest raport poate fi diferit de raportul tensiunilor de fază definit de relaţia (1.6).

După raportul de transformare, transformatoarele pot fi:

- ✓ *transformatoare ridicătoare* – dacă raportul de transformare $k > 1$, înfăşurarea secundară fiind înfăşurarea de înaltă tensiune;
- ✓ *transformatoare coborâtoare* – dacă raportul de transformare $k < 1$, înfăşurarea secundară fiind cea de joasă tensiune.

Scanned by CamScanner

1.2.1.2. Funcţionarea în sarcină

La funcţionarea în sarcină, curentul i_2 din înfăşurarea secundară produce un *câmp magnetic de reacţie* ce se suprapune peste câmpul produs de curentul primar. Astfel, dacă aplicăm legea circuitului magnetic dată de ecuaţia (1.4), putem scrie:

$$\oint_{\Gamma} \overline{H} \cdot d\bar{l} = w_1 i_1 - w_2 i_2 = H_{Fe} l_{Fe} \tag{1.7}$$

unde H_{Fe} este intensitatea câmpului magnetic din circuitul magnetic produs de suma câmpurilor primar şi de reacţie, iar l_{Fe} este lungimea liniei de câmp care se închide de la înfăşurarea primară la înfăşurarea secundară (fig. 1.1). Cum circuitul magnetic este realizat din material feromagnetic cu permeabilitatea magnetică μ [H/m] ridicată (valori uzuale ale permeabilităţii magnetice relative a fierului sunt în jurul valorii $\mu_r = 10^3..10^4$), iar inducţia magnetică are valori cuprinse între 1 şi 2 T (peste aceste valori materialele magnetice se saturează), rezultă că intensitatea câmpului magnetic $H_{Fe} = \frac{B_{Fe}}{\mu_{Fe}}$ este foarte mică şi se poate neglija în relaţia (1.7):

$$w_1 i_1 - w_2 i_2 = H_{Fe} l_{Fe} \approx 0 \quad \Rightarrow w_1 i_1 \approx w_2 i_2 \quad \Rightarrow \frac{1}{k_T} = \frac{w_1}{w_2} \approx \frac{i_1}{i_2}$$

(1.8)

Din (1.8) rezultă că raportul dintre curentul primar şi cel secundar este egal cu inversul raportului tensiunii primare şi secundare, adică egal cu inversul raportului de transformare k_T. La transformatorul monofazat raportul curenţilor este egal şi cu inversul raportului numărului de spire w_1/w_2.

Observaţie: Diferenţa dintre fluxurile magnetice ϕ_1 şi ϕ_2 reprezintă fluxul total prin circuitul magnetic al transformatorului ϕ, se păstrează practic constantă de la funcţionarea în gol până la funcţionarea în sarcină a transformatorului şi este egală cu fluxul magnetic la mersul în gol ϕ_0.

Cum fluxurile magnetice sunt proporţionale cu solenaţiile, adică cu curenţii care le produc, relaţia (1.8) poate fi scrisă ca:

$$w_1 i_1 - w_2 i_2 = w_1 i_{10} \tag{1.9}$$

în care i_{10} reprezintă curentul de mers în gol. La transformator acest curent are o valoare redusă faţă de curentul nominal, valorile uzuale fiind mai mici de 10% din curentul nominal, ceea ce justifică aproximarea din relaţia (1.8). De obicei valoarea curentului de mers în gol este de sub 10% din curentul nominal la transformatoarele de mică putere, ajungând la cele de mare putere sub 0,5% din valoarea curentului nominal [2,3].

Scanned by CamScanner

1.2.2. Elementele constructive ale unui transformator

Aşa cum s-a arătat anterior, componentele principale ale unui transformator electric sunt înfăşurările primare şi secundare, şi circuitul magnetic pe care acestea sunt bobinate pentru a realiza un cuplaj magnetic strâns.

Transformatoarele electrice de putere sunt în special transformatoare trifazate. Din punctul de vedere al funcţionării, acestea sunt practic echivalente cu trei transformatoare monofazate, unul pentru fiecare fază, conectate între ele. Un asemenea transformator are o structură complexă cu elementele componente principale prezentate în figura 1.2.

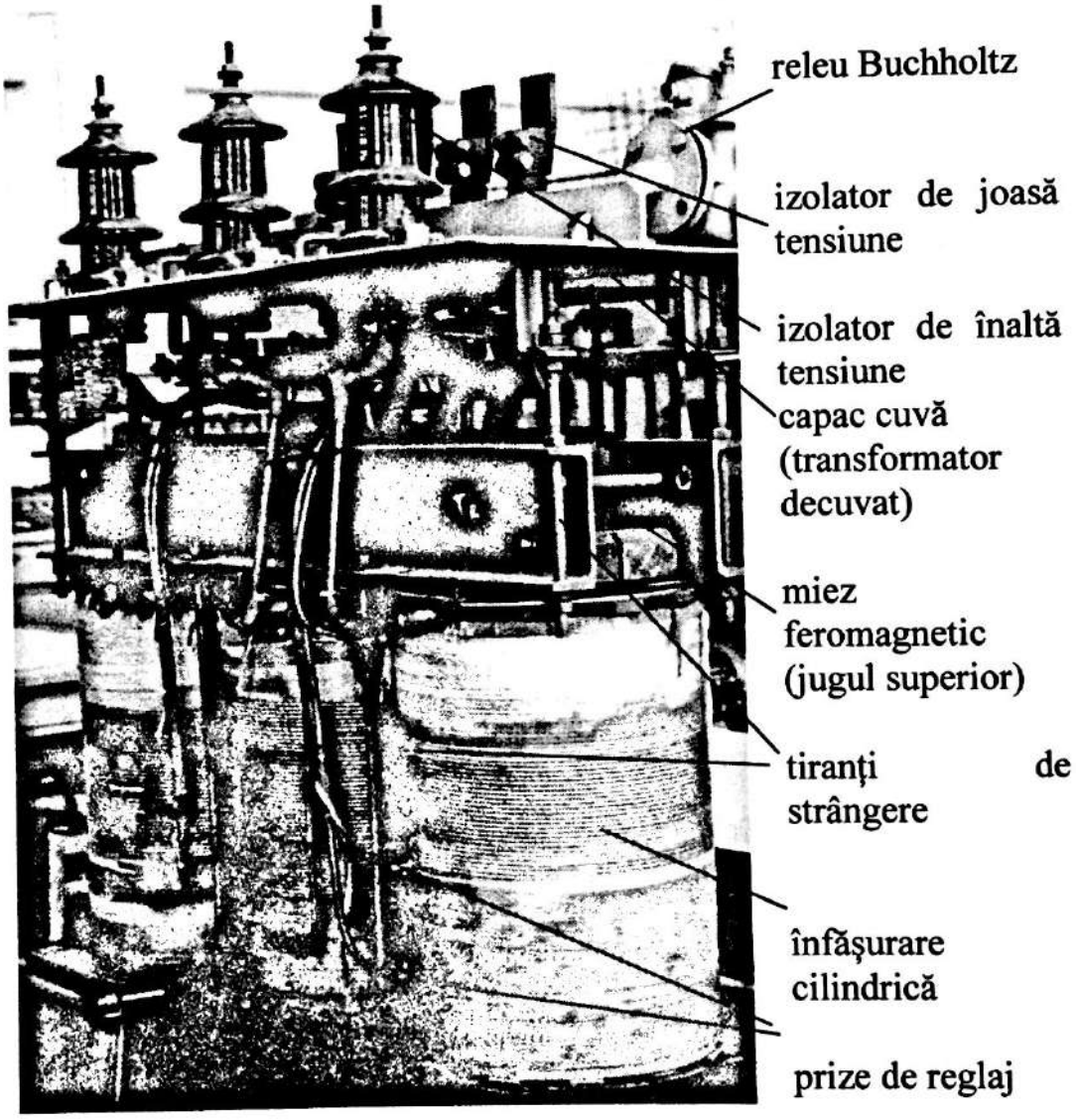


Fig. 1.2. Elementele constructive ale unui transformator trifazat de putere.

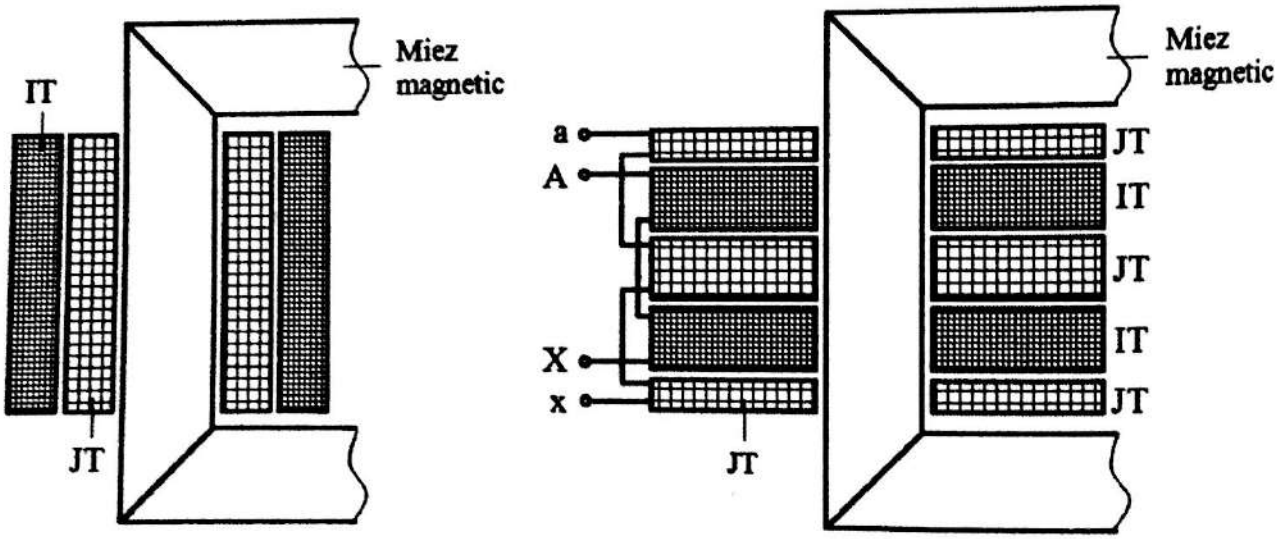
1.2.2.1. Înfăşurările transformatorului

Circuitele electrice sau înfăşurările transformatorului sunt realizate din material conductor, de obicei cupru sau aluminiu.

Scanned by CamScanner

Acestea pot fi:

- ✓ *înfăşurări concentrice* – înfăşurarea de joasă tensiune se dispune în jurul miezului feromagnetic, iar le exteriorul său se aşază înfăşurarea de înaltă tensiune (fig. 1.3.a). Înfăşurarea de joasă tensiune se aşază la interior deoarece tensiunea dintre înfăşurare şi miezul feromagnetic (care este legat la masă) este mai redusă şi astfel distanţa de izolaţie (distanţa dintre coloana transformatorului şi înfăşurarea de joasă tensiune) rezultă mai mică. În acelaşi timp, înfăşurarea de înaltă tensiune se plasează la exterior pentru a permite scoaterea uşoară a prizelor de reglaj. În mod uzual, prizele de reglaj permit reglajul tensiunii înalte cu ±2,5%, sau cu ±5% din tensiunea nominală [4];
- ✓ *înfăşurări alternate (în galeţi)* – se realizează prin alternarea pe înălţimea unei coloane a cilindrilor bobinaţi (galeţi) ai înfăşurării de joasă tensiune cu galeţii înfăşurării de înaltă tensiune (fig. 1.3.b). Aceste înfăşurări sunt mai greu de realizat, galeţii succesivi ai unei înfăşurări fiind bobinaţi în sensuri opuse [6,7].



a) înfăşurări concentrice b) înfăşurări în galeţi

Fig. 1.3. Înfăşurările transformatorului electric.

Înfăşurările au spirele izolate electric între ele. De asemenea, straturile înfăşurării sunt izolate între ele; la înfăşurarea de înaltă tensiune izolaţia trebuie să reziste la dublul căderii de tensiune pe un strat:

$$u_{strat} = 2w_{sp.start}\frac{d\phi}{dt} \qquad (1.10)$$

unde $w_{sp.sptrat}$ este numărul de spire al unui strat al înfăşurării, iar ϕ fluxul fascicular ce se închide printr-o singură spiră.

Scanned by CamScanner

Între cilindrul înfăşurării de joasă tensiune şi miezul feromagnetic, precum şi între înfăşurarea de joasă şi înfăşurarea de înaltă tensiune se prevăd canale verticale de circulaţie prin care circulă agentul de răcire (ulei sau aer). Materialele utilizate pentru izolarea conductoarelor electrice sunt caracterizate de *clasa de izolaţie* care indică proprietatea materialului de a rezista la o temperatură maximă dată [1].

1.2.2.2. Prizele de reglaj

Cu ajutorul prizelor de reglaj se menţine tensiunea în limite impuse la bornele secundarului transformatorului. La încărcarea transformatorului în sarcină, odată cu creşterea curentului debitat, tensiunea din secundar scade (mai pronunţat în cazul sarcinilor puternic inductive) şi aceasta trebuie crescută pentru a o readuce în jurul valorii nominale, şi invers – odată cu scăderea curentului de sarcină, tensiunea creşte şi este necesară reducerea ei la o valoare apropiată de cea nominală.

Observaţie: Dacă transformatorul este ridicător (înfăşurarea secundară este cea de înaltă tensiune), atunci creşterea tensiunii se face prin mutarea prizei de reglaj pe un număr mai mare de spire (+2,5%, +5%). Dacă transformatorul este coborâtor (înfăşurarea secundară este cea de joasă tensiune), pentru creşterea tensiunii secundare, se trece pe o priză de reglaj inferioară, cu un umăr de spire mai mic (- 2,5%, - 5%).

1.2.2.3. Miezul feromagnetic

Miezul feromagnetic are rolul de a facilita închiderea fluxului magnetic din transformator printr-un circuit de reluctanţă magnetică cât mai redusă şi de a realiza un cuplaj magnetic strâns între înfăşurarea primară şi cea secundară. Acest lucru se obţine prin utilizarea materialelor cu permeabilitate magnetică relativă μ_r mare, adică *materiale feromagnetice.*

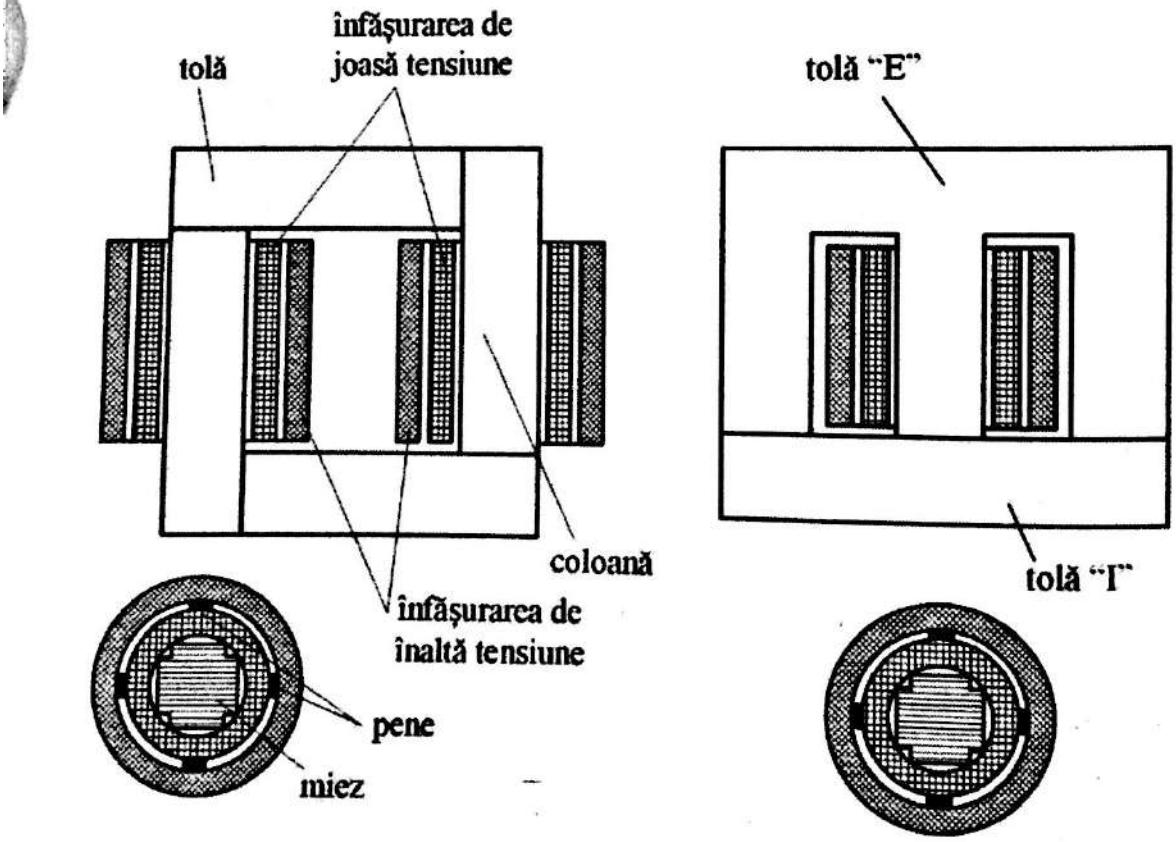
De asemenea, pentru a diminua pierderile prin *curenţi turbionari* (numiţi şi curenţi Foucault), circuitul magnetic se realizează din *tole* care, la rândul lor, sunt din tablă silicioasă, dintr-un aliaj fier, carbon şi siliciu, alierea cu siliciu făcându-se cu scopul creşterii rezistivităţii electrice ρ [Ωm]. Oţelul electrotehnic slab aliat cu siliciu în proporţie de 0,4...0,6 %, are o rezistivitate de 40..65 $x10^{-8}$ Ωm şi se foloseşte în general la transformatoare şi maşini electrice de puteri mici. La puteri mari se folosesc tole mediu aliate cu siliciu (cu 1,2..2,3 % siliciu), sau puternic aliate (cu 3..4 % siliciu) [7]. Tolele au grosimi reduse, între 0,35 mm şi 0,50 mm, pentru transformatoare de putere mică şi între 0,3 şi 0,35 mm la transformatoarele de putere mare, forţând închiderea curenţilor turbionari printr-o secţiune mică. În acest mod valoarea curenţilor turbionari se diminuează deoarece aceştia se închid printr-o rezistenţă $R = \rho \, l / S$ de valoare mare, datorită

Scanned by CamScanner

rezistivităţii ρ mărite şi secţiunii S reduse. Tolele sunt izolate între ele cu lacuri sau oxizi ceramici, straturile electroizolante având grosimi foarte mici (de ordinul micronilor), ceea ce duce la factori de umplere k_{Fe} de 0,85÷0,95. În cazul în care tolele nu ar fi izolate între ele, curenţii turbionari s-ar închide prin întreaga secţiune formată de tole ca şi cum miezul ar fi masiv.

Miezul transformatoarelor este compus din:

- ✓ *coloane* – care reprezintă partea circuitului magnetic pe care se bobinează înfăşurările. La transformatoarele de putere mică coloanele au secţiune dreptunghiulară, fiind realizate din tole cu aceeaşi lăţime. La transformatoarele de puteri mai mari, coloanele circuitului magnetic sunt realizate din trepte (fig. 1.4.), numărul de trepte fiind cu atât mai mare cu cât puterea transformatorului este mai mare;
- ✓ *juguri* – care reprezintă zonele orizontale ce unesc coloanele. La transformatoarele de puteri mai mari jugurile se construiesc din trepte, cu lăţimi egale cu cele ale coloanei. De obicei, ultimele trepte ale coloanelor se unesc la juguri pentru a forma o secţiune de arie mai mare.



a) transformator monofazat cu coloane b) transformator monofazat în manta

Fig. 1.4. Construcţia transformatoarelor monofazate.

Scanned by CamScanner

După modul de dispunere a coloanelor, transformatoarele se clasifică în: *transformatoare cu coloane* (fig. 1.4.a) şi *transformatoare în manta* (fig. 1.4.b). Transformatoarele trifazate cu coloane au trei coloane pe care se află înfăşurările de joasă şi de înaltă tensiune ale celor trei faze, în timp ce transformatoarele trifazate în manta au cinci coloane (coloanele exterioare având rol de manta).

La transformatoarele de mică putere, sub 1 kVA, miezul se realizează în manta, figura 1.4.b. Miezurile sunt realizate din tole tipizate tip E şi I. Astfel, prin *suprapunere* se realizează circuitul magnetic. O asemenea construcţie este neavantajoasă pentru transformatoarele de puteri medii şi mari, deoarece în zona suprapunerii tolelor apare un întrefier tehnologic. Pentru a elimina acest neajuns, miezurile transformatoarelor de putere se fac prin *întreţesere*. Prin acest procedeu, tolele ce compun circuitul se suprapun în mod diferit, pentru a evita formarea unui întrefier tehnologic. În figura 1.5 se poate observa aşezarea tolelor în două straturi succesive la un transformator monofazat cu două coloane şi întreţesere la 90°.

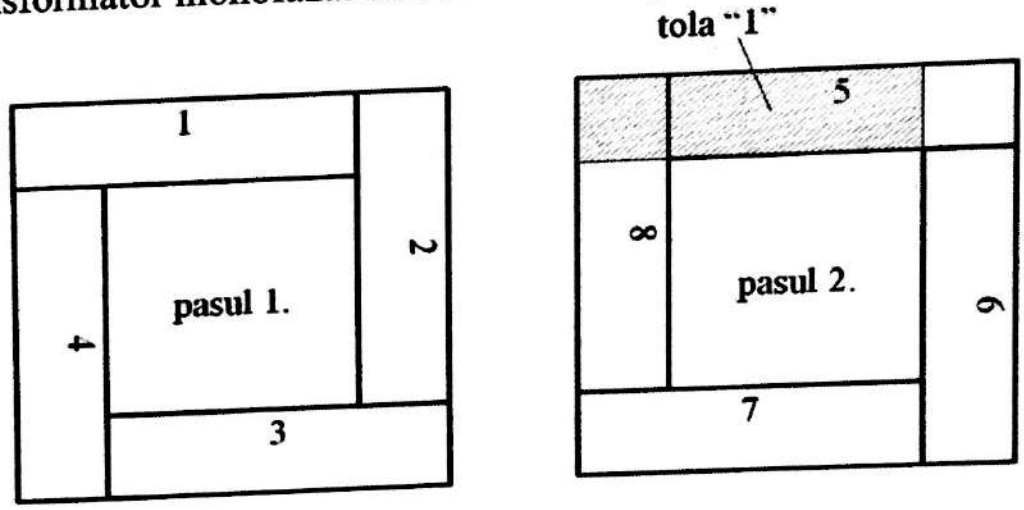


Fig. 1.5. Aşezarea tolelor: doi paşi succesivi de suprapunere a tolelor pentru construirea miezului unui transformator monofazat.

1.2.2.4 Cuva, conservatorul de ulei şi releul Buchholtz

După modul de răcire, transformatoarele de putere se clasifică în:

- ✓ *transformatoare uscate* – la care răcirea se face în aer, fie prin circulaţia liberă a acestuia prin canalele de răcire prin convecţie naturală, fie prin ventilare, adică convecţie forţată;
- ✓ *transformatoare în ulei* – la care răcirea se face în ulei. În plus, uleiul are şi rolul de izolator electric. Transformatoarele în ulei sunt introduse într-o cuvă metalică prevăzută cu radiatoare de răcire sub formă de bare cilindrice, sau cuva este ambutisată în vederea obţinerii unor nervuri ce măresc suprafaţa acesteia de cedare a

Scanned by CamScanner

căldurii. Transformatoarele în ulei au de asemenea un *conservator de ulei* sub formă cilindrică amplasat la partea superioară a cuvei ce permite dilatarea, respectiv contractarea uleiului la variaţiile de temperatură şi asigură un contact minim cu aerul exterior ce poate afecta proprietăţile uleiului. Între cuvă şi conservatorul de ulei este amplasat un *releu de protecţie Buchholtz* care are rolul de a deconecta transformatorul în cazul acumulărilor de gaze. Releul are un sistem dublu de protecţie asigurat de un sistem cu două plutitoare ce acţionează la acumularea lentă de gaze (fig. 1.6.a), sau la expulzarea rapidă a uleiului (fig. 1.6.b). În caz de avarie, încălzirile excesive din înfăşurări cauzate de curenţii de scurtcircuit conduc la descompunerea uleiului în carbon şi hidrogen, ceea ce produce acumularea de gaze şi/sau curenţi puternici de ulei antrenaţi de gaze ce declanşează releul [3].

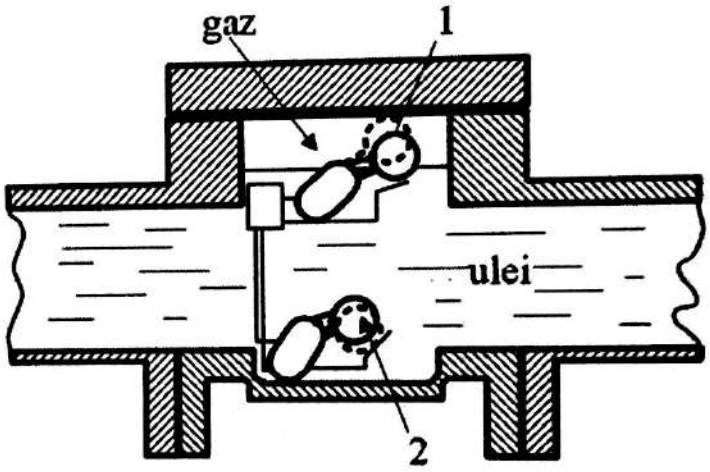


Fig. 1.6. Releul Buchholtz: plutitorul 1 este acţionat de acumularea de gaze, plutitorul 2 este acţionat de curgerea uleiului.

1.3. Teoria tehnică a transformatorului monofazat

Faţă de teoria fizică a transformatorului care operează cu *inductivităţi proprii* şi *inductivităţi mutuale*, teoria tehnică foloseşte *inductivităţile utile* şi *inductivităţile de scăpări*. Utilizarea inductivităţii utile şi a inductivităţii de scăpări ale unei bobine în raport cu o altă bobină este mai sugestivă pentru a explica teoria transformatorului [3].

Inductivitatea proprie L_{11} a unei înfăşurări reprezintă, prin definiţie, raportul dintre fluxul total ψ_1 ce străbate înfăşurarea *1* produs de curentul i_1

Scanned by CamScanner

prin acea înfăşurare (fig. 1.7):

$$L_{11} = \frac{w_1(w_1\varphi_{11})}{i_1} = \frac{w_1\phi_{11}}{i_1} = \frac{\psi_{11}}{i_1} \tag{1.11}$$

unde φ_{11} reprezintă fluxul produs de o singură spiră a înfăşurării *1*, ϕ_{11} reprezintă fluxul produs de toate spirele w_1 ale înfăşurării *1*, care se închide printr-o singură spiră. Acest flux ϕ_{11} corespunzător unei spire se numeşte *flux fascicular*.

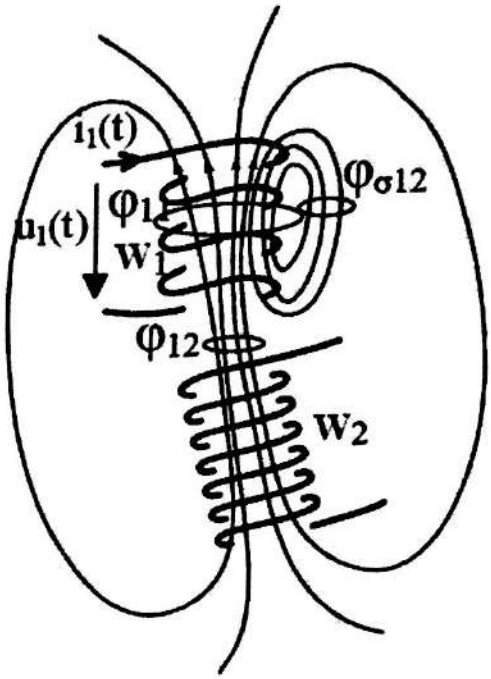


Fig. 1.7. Bobine cuplate magnetic.

Analog se defineşte şi inductivitatea proprie a bobinei *2* ca fiind:

$$L_{22} = \frac{\psi_{22}}{i_1} \tag{1.12}$$

Inductivitatea mutuală L_{12} dintre înfăşurarea *1* şi înfăşurarea *2* reprezintă, prin definiţie, raportul dintre fluxul magnetic ψ_{12} ce străbate spirele înfăşurării *2*, produs de curentul i_1 din înfăşurarea *1*, şi curentul i_1, atunci când circuitul înfăşurării *2* este deschis:

$$L_{12} = \frac{w_2(w_1)\varphi_{12}}{i_1} = \frac{w_2\phi_{12}}{i_1} = \frac{\psi_{12}}{i_1} \tag{1.13}$$

Se observă că fluxul mutual fascicular ϕ_{12} ce se închide printr-o singură spiră a înfăşurării *2*, depinde de numărul de spire w_1 al înfăşurării *1*, iar inductivitatea mutuală depinde de produsul numărului de spire w_1w_2. În cazul circuitelor liniare, filiforme, se demonstrează că $L_{12} = L_{21}$.

Inductivitatea utilă L_{u12} a înfăşurării *1* faţă de înfăşurarea *2* reprezintă prin definiţie raportul dintre fluxul util produs de înfăşurarea *1* ce străbate înfăşurarea *2* şi curentul i_1 prin spirele bobinei *1*. Ţinând cont că fluxul util este egal cu fluxul mutual ϕ_{12} (care reprezintă fluxul din înfăşurarea *1* corespunzător câmpului magnetic care îmbrăţişează ambele bobine *1* şi *2*), rezultă:

$$L_{u12} = \frac{w_1(w_1)\varphi_{12}}{i_1} = \frac{w_1\phi_{12}}{i_1} \tag{1.14}$$

Se observă că inductivitatea utiliză L_{u12} depinde de pătratul numărului de spire w_1^2 al bobinei *1*.

Scanned by CamScanner

Inductivitatea de scăpări $L_{\sigma 12}$ (sau de dispersie) a înfăşurării *1* în raport cu înfăşurarea *2* reprezintă raportul fluxului de dispersie $\phi_{\sigma 12}$ al înfăşurării *1* faţă de înfăşurarea *2* şi curentul i_1 prin înfăşurarea *1*:

$$L_{\sigma 12} = \frac{w_1(w_1)\varphi_{\sigma 12}}{i_1} = \frac{w_1\phi_{\sigma 12}}{i_1} \tag{1.15}$$

Fluxul de scăpări (dispersie) $\phi_{\sigma 12}$ al înfăşurării *1* în raport cu înfăşurarea *2* reprezintă fluxul produs de înfăşurarea *1* ce străbate spirele acesteia şi nu străbate spirele înfăşurării *2*. Acest flux corespunde unui câmp magnetic produs de cele w_1 spire ale bobinei 1. Deoarece fluxul total de dispersie se închide prin cele w_1 spire, rezultă că inductivitatea de scăpări $L_{\sigma 12}$ depinde de pătratul numărul de spire w_1^2.

Observaţie: Teoria fizică a transformatorului utilizează inductivităţi proprii L_{11}, L_{22} *şi mutuale* $L_{12}=L_{21}$ *ce depind de produsul numărului de spire ale celor două înfăşurări* w_1w_2, *în timp ce teoria tehnică a transformatorului utilizează inductivităţi utile* L_{u12}, L_{u21} *şi de dispersie* $L_{\sigma 12}$, $L_{\sigma 21}$ *care depind de pătratul numărului de spire* w_1^2 *sau* w_2^2 *al celor două înfăşurări.*

Definirea inductivităţilor utile şi de dispersie ale înfăşurărilor primare şi secundare ale transformatorului electric în funcţie de numărul de spire ale aceleiaşi înfăşurări este mai practică decât în cazul utilizării inductivităţilor proprii şi mutuale, arătând mai bine raportul dintre câmpul de dispersie şi cel util al unei înfăşurării faţă de cealaltă înfăşurare.

Exemplu: Fie două înfăşurări cu numărul de spire w_1 *=100 spire şi* w_2 *= 10 spire, cuplate magnetic ce au următoarele inductivităţi proprii şi mutuale:* L_{11} *= 1,256 H,* $L_{12} = L_{21}$ *= 0,113H şi* L_{22} *= 0,01256 H.*

Din aceste valori este destul de dificil de estimat gradul de cuplare magnetică a celor două înfăşurări. O informaţie mai utilă poate fi obţinută însă dacă se calculează inductivităţile utile şi de scăpări, ţinând cont de relaţiile:

$$L_{u12} = \frac{w_1}{w_2}L_{12}, \quad L_{u21} = \frac{w_2}{w_1}L_{21}, \tag{1.16}$$

$$L_{\sigma 12} = \frac{w_1\phi_{\sigma 12}}{i_1} = \frac{w_1(\phi_{11}-\phi_{12})}{i_1} = L_{11} - \frac{w_1}{w_2}L_{12}, \quad L_{\sigma 21} = L_{22} - \frac{w_2}{w_1}L_{21} \tag{1.17}$$

în care s-a avut în vedere că fluxul propriu (total) ϕ_{11} *al bobinei 1 este suma fluxului util* ϕ_{u12} *şi a fluxului de scăpări* $\phi_{\sigma 12}$ *al bobinei 1 faţă de bobina 2.*

Scanned by CamScanner

Astfel, introducând valorile numerice în ecuaţiile (1.16) *şi* (1.17), *rezultă:*

$$L_{u12} = (w_1/w_2)L_{12} = 1{,}13\ H, \quad L_{\sigma 12} = L_{11} - L_{u12} =$$
$$= 0{,}1256 - 1{,}113 = 0{,}126\ H$$
$$L_{u21} = (w_2/w_1)L_{21} = 0{,}013\ H, \quad L_{\sigma 21} = L_{22} - L_{u21} =$$
$$= 0{,}01256 - 0{,}0113 = 0{,}00126\ H$$

Din rezultatele precedente rezultă că inductivităţile de dispersie în cazul de faţă sunt cu un ordin de mărime mai mici decât inductivităţile utile. De asemenea, datorită numărului de spire w_2 de zece ori mai mic decât w_1, inductivităţile utilă şi de dispersie ale bobinei 2 sunt de 100 ori mai mici decât inductivităţile analoage ale bobinei 1, acestea fiind proporţionale cu pătratul numărului de spire.

1.3.1. Ecuaţiile tensiunilor transformatorului monofazat

Dacă considerăm un transformator monofazat alimentat cu tensiunea alternativă instantanee:

$$u_1 = U_1\sqrt{2}\sin \omega t \tag{1.18}$$

rezultă un curent alternativ i_1 prin înfăşurarea primară:

$$i_1 = I_1\sqrt{2}\sin(\omega t + \varphi) \tag{1.19}$$

de aceeaşi pulsaţie şi defazat cu unghiul φ faţă de tensiune. Acesta produce un câmp magnetic ce se închide prin circuitul magnetic şi, respectiv, un flux magnetic ce se închide prin înfăşurarea *2*. Conform legii inducţiei electromagnetice date de ecuaţia (1.1), fluxul ce străbate bobina *2*, care este variabil în timp, induce o t.e.m. în aceasta. Dacă circuitul secundar este închis pe o impedanţă *Z* (fig. 1.8), prin bobina 2 apare un curent i_2.

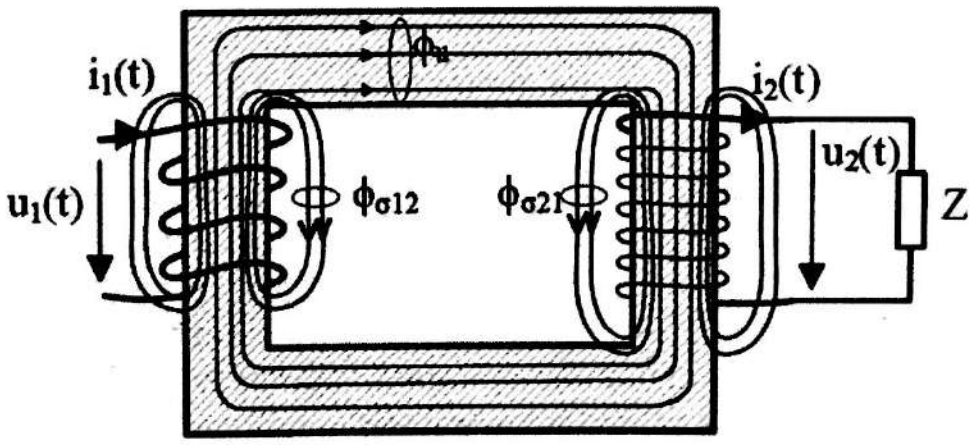


Fig. 1.8. Fluxurile utile şi de dispersie în transformatorul monofazat.

Scanned by CamScanner

Curentul i_2 produce la rândul său un câmp magnetic ce se opune cauzei care l-a produs (adică câmpului magnetic produs de curentul i_1) şi se închide tot prin circuitul magnetic. Astfel, câmpul rezultant este diferenţa dintre câmpul produs de înfăşurarea primară *1* şi câmpul de reacţie al înfăşurării *2* şi reprezintă *câmpul util* ϕ_u. Câmpurile care se închid numai prin înfăşurarea 1, respectiv 2, fără să se închidă şi prin cealaltă înfăşurare, se numesc *câmpuri de scăpări* (sau de dispersie).

Pe baza figurii 1.8 se obţine circuitul echivalent al transformatorului din figura 1.9, în care sunt introduse impedanţele utile L_{u12}, L_{u21} şi de scăpări $L_{\sigma 12}$, $L_{\sigma 21}$ ale celor două înfăşurări, corespunzător câmpurilor magnetice utile şi de scăpări definite anterior. Considerând regula de la receptoare în primar (tensiunea este opusă ca sens curentului) şi regula de la generatoare în secundar (tensiunea şi curentul sunt în acelaşi sens), se pot scrie ecuaţiile tensiunilor pentru circuitul primar şi pentru circuitul secundar:

$$u_1(t) = R_1 i_1(t) + L_{\sigma 12}\frac{di_1}{dt} + w_1\frac{d\phi_u}{dt} = R_1 i_1(t) + L_{\sigma 12}\frac{di_1}{dt} - e_1 \tag{1.20}$$

$$-u_2(t) = R_2 i_2(t) + L_{\sigma 21}\frac{di_2}{dt} - w_2\frac{d\phi_u}{dt} = R_2 i_2(t) + L_{\sigma 21}\frac{di_2}{dt} + e_2 \tag{1.21}$$

unde s-au notat cu R_1 şi R_2 rezistenţele înfăşurării primare şi respectiv secundare. Tensiunea u_2 poate fi scrisă în funcţie de consumatorul RLC astfel:

$$u_2(t) = Ri_2(t) + L\frac{di_2(t)}{dt} + \frac{1}{C}\int_o^t i_2(t)dt \tag{1.22}$$

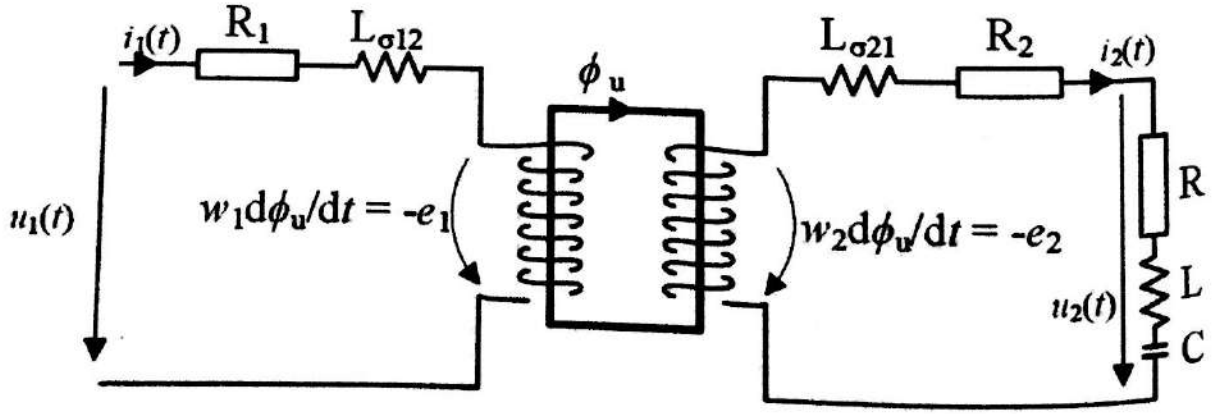


Fig. 1.9. Schema echivalentă a transformatorului monofazat în teoria tehnică.

Observaţie: Deoarece cele două înfăşurări sunt bobinate pe coloanele circuitului magnetic în sensuri opuse (fig. 1.9), fluxul util ϕ_u *ce*

Scanned by CamScanner

străbate aceste înfăşurări produce t.e.m. e_1 şi e_2 datorită legii inducţiei electromagnetice, ec. (1.1), cu sensuri opuse faţă de direcţia câmpului magnetic (e_1 este în sensul câmpului şi e_2 este în sens opus acestuia). Asociind regula de la generatoare în circuitul secundar al transformatorului, pentru sensul tensiunii şi al curentului electric (deoarece secundarul transformatorului electric furnizează putere electrică precum un generator), rezultă că sensul curentului i_2 este cel dat în figura 1.9.

Din relaţia (1.9) rezultă că solenaţia utilă θ_u este:

$$\theta_u = w_1 i_1 - w_2 i_2 \tag{1.23}$$

solenaţiile celor două înfăşurări producând câmpuri magnetice de sensuri opuse.

Dependenţa dintre solenaţia utilă şi fluxul magnetic util:

$$\phi_u = f(\theta_u) \tag{1.24}$$

se numeşte *caracteristica magnetică.*

Observaţie: Nu trebuie confundată caracteristica magnetică $\phi_u = f(\theta_u)$ *care reprezintă dependenţa dintre fluxul magnetic şi solenaţia care l-a produs pentru întreg circuitul magnetic al transformatorului (sau a unei maşini electrice în general), cu* caracteristica (curba) de magnetizare *B=f(H), care reprezintă variaţia inducţiei magnetice funcţie de intensitatea câmpului magnetic pentru un anumit material, într-un punct dat. Datorită proporţionalităţii dintre inducţia magnetică B [T] şi fluxul magnetic ϕ [Wb], şi dintre intensitatea câmpului magnetic H [A/m] şi solenaţia θ_u (prin legea circuitului magnetic, ec. (1.4), caracteristica magnetică şi curba de magnetizare sunt similare şi au proprietăţi comune: sunt neliniare şi prezintă histerezis.*

Ecuaţiile (1.20)...(1.24) descriu complet funcţionarea transformatorului electric [3,4]. Mărimile rezistenţelor înfăşurărilor R_1 şi R_2, precum şi ale inductivităţilor utile şi de scăpări L_{u21}, L_{u21} şi $L_{\sigma 12}$, $L_{\sigma 21}$ pot fi determinate în funcţie de geometria şi dispunerea înfăşurărilor (secţiunea conductoarelor, numărul de spire) şi de dimensiunile circuitului magnetic (dimensiunile coloanelor şi ale jugurilor) şi poartă denumirea de *parametrii transforma-torului.* Determinarea parametrilor schemei transformatorului permite cunoaşterea comportamentului acestuia în oricare mod de funcţionare, indiferent de tipul sarcinii cuplate în secundar, R, L, sau C, sau o combinaţie între acestea. Deoarece rezolvarea sistemului de ecuaţii ce folosesc mărimi instantanee ale curenţilor şi tensiunilor este nepractică şi dificilă matematic, sunt preferate soluţii simplificatoare.

Scanned by CamScanner

1.3.2. Ecuaţiile transformatorului în complex simplificat

O soluţie simplificatoare pentru rezolvarea sistemului de ecuaţii (1.20)...(1.24) este aceea a considerării mărimilor variabile în timp ca perfect sinusoidale sau cosinusoidale (fără conţinut de armonici superioare), caz în care ecuaţiile pot fi scrise cu ajutorul reprezentării în complex simplificat.

Observaţie: În realitate, din cauza neliniarităţii caracteristicii de material $B = f(H)$ a circuitului magnetic, în cazul alimentării transformatorului cu tensiuni sinusoidale, curentul prin înfăşurări rezultă nesinusoidal. Acest lucru se observă cel mai bine la funcţionarea în gol a transformatorului, atunci când primarul este alimentat de la o sursă de tensiune sinusoidală, curentul de mers în gol absorbit rezultă nesinusoidal.

Mărimile periodice nesinusoidale se descompun într-o sumă de mărimi sinusoidale numite *armonici*. Mărimea sinusoidală cu perioada egală cu cea a funcţiei periodice descompuse se numeşte *armonica fundamentală*. Fundamentala are în general amplitudinea cea mai mare, amplitudinile armonicilor de ordin superior scăzând cu ordinul armonicii. De aceea, armonicile cele mai importante în maşinile electrice sunt cele de ordin redus (3, 5, 7). În studiul maşinilor electrice se consideră de multe ori că mărimile variabile în timp (tensiune şi curent electric, fluxuri magnetice) sunt sinusoidale sau foarte aproape de mărimi sinusoidale şi de aceea se iau în calcul numai fundamentalele acestor mărimi. În studii mai complexe sunt considerate şi armonicile de ordin superior, acestea producând efecte secundare negative precum pierderi suplimentare în înfăşurări sau în miezurile magnetice, cupluri parazite în maşinile electrice, vibraţii etc.

Două mărimi sinusoidale de frecvenţe diferite însumate nu dau o mărime sinusoidală. Altfel spus, *nu este posibil de efectuat operaţii matematice cu mărimi armonice decât dacă acestea au aceeaşi frecvenţă*. Scrierea ecuaţiilor (1.20)...(1.24) este posibilă în complex simplificat deoarece mărimile u_1, u_2, i_1, i_2, ϕ_u şi θ_u variază în timp cu aceeaşi frecvenţă f [Hz] şi deci au aceeaşi pulsaţie $\omega = 2\pi f$ [rad/s]. Prin trecerea la sistemul complex simplificat mărimile instantanee anterioare devin $\underline{U}_1, \underline{U}_2, \underline{I}_1, \underline{I}_2, \underline{\phi}_u, \underline{\theta}_u$, aceştia fiind fazori (vectori ce se rotesc cu viteza unghiulară egală cu pulsaţia ω) reprezentaţi în sistemul de coordonate complex cartezian.

Observaţie: Mărimea instantanee $i(t) = I\sqrt{2}\sin(\omega t + \varphi)$ se poate scrie în complex simplificat ca $\underline{I} = Ie^{j\varphi}$, unde I reprezintă valoarea efectivă

Scanned by CamScanner

(sau RMS – din engleză "root mean square", ceea ce înseamnă rădăcina mediei pătratice) şi este egală cu $I = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2 dt}$. *Mărimea fazorială* $\underline{I}$ *este reprezentată ca o mărime complexă sub forma* $\underline{I} = I\cos\varphi + jI\sin\varphi$.

Având în vedere cele prezentate anterior, sistemul de ecuaţii (1.20)...(1.24) devine:

$$\underline{U}_1 = R_1\underline{I}_1 + j\omega L_{\sigma 12}\underline{I}_1 + \frac{1}{\sqrt{2}} j\omega w_1 \underline{\Phi}_u \tag{1.25}$$

$$-\underline{U}_2 = R_2\underline{I}_2 + j\omega L_{\sigma 21}\underline{I}_2 - \frac{1}{\sqrt{2}} j\omega w_2 \underline{\Phi}_u \tag{1.26}$$

$$\underline{U}_2 = R\underline{I}_2 + j\omega L\underline{I}_2 + \frac{1}{j\omega C}\underline{I}_2 \tag{1.27}$$

$$\underline{\theta}_u = w_1\underline{I}_1 - w_2\underline{I}_2 \tag{1.28}$$

$$\underline{\Phi}_u = f(\underline{\theta}_u) \tag{1.29}$$

În ecuaţiile (1.25) şi (1.26) s-au notat tensiunile electromotoare din primar şi, respectiv, secundar $\underline{E}_1 = -\frac{j\omega}{\sqrt{2}} w_1 \underline{\Phi}_u$ şi $\underline{E}_2 = -\frac{j\omega}{\sqrt{2}} w_2 \underline{\Phi}_u$.

Observaţie: Mărimile tensiunii şi curentului electric măsurate în curent alternativ sunt mărimi efective (RMS). În acelaşi timp, deoarece curba de magnetizare B = f(H) se defineşte în funcţie de valorile maxime ale inducţiei magnetice B[T] (ciclul de histerezis este cuprins între punctele valorilor maxime B_{max} *şi, respectiv, minime* $-B_{max}$ *ale inducţiei magnetice), rezultă că fluxul util fascicular* Φ_u *este exprimat tot ca valoare maximă. Astfel, valoarea efectivă tensiunii electromotoare* E_1 *este* $E_1 = -\frac{\omega}{\sqrt{2}} w_1 \Phi_u$.

1.3.3. Raportarea secundarului transformatorului la primar. Schema echivalentă în T

Din principiul de funcţionare şi din modul în care este construit, se observă că transformatorul are înfăşurările primare şi secundare separate galvanic. Aceasta înseamnă că nu există curent electric care să se închidă de la primar către secundar, sau invers, respectiv nu există legătură electrică între cele două înfăşurări.

Scanned by CamScanner

Pentru a putea simplifica teoria tehnică a transformatorului şi a realiza schema echivalentă în T a transformatorului, se procedează la *raportarea înfăşurării secundare la înfăşurarea primară.*

Observaţie: Datorită reversibilităţii transformatorului (acelaşi transformator poate fi alimentat pe oricare dintre înfăşurări, respectiv acelaşi transformator poate fi ridicător sau coborâtor), se poate face şi raportarea primarului la secundar. În practică însă se face raportarea secundarului la primar. În general, se consideră a fi secundarul unui transformator acela care are tensiunea nominală egală cu o valoare standardizată. De exemplu, un transformator de distribuţie este coborâtor, deoarece are tensiunea din secundar egală cu 400 V, reprezentând tensiunea standardizată a sistemului trifazat al consumatorului casnic.

Raportarea înfăşurării secundare a unui transformator la primar are ca scop obţinerea unui transformator cu raportul de transformare $k_T = w_1/w_2$ egal cu unitatea, prin rearanjarea numărului de spire w_2 în w_1 spire. Prin această operaţie, tensiunile electromotoare induse în cele două înfăşurări devin egale şi în schema echivalentă se poate cupla galvanic impedanţa utilă a înfăşurării primare cu cea a înfăşurării secundare. În acest mod se obţine o *schemă echivalentă numită schema în T.* Raportarea este un proces abstract, efectuată pentru a uşura dezvoltarea teoriei tehnice a transformatorului, rearanjarea spirelor fiind virtuală. Transformatorul raportat se comportă identic cu transformatorul real.

Observaţie: Prin raportare se conservă (rămân neschimbate) pierderile în fier, pierderile Joule din înfăşurări, solenaţiile, fluxul magnetic util, puterea reactivă a câmpului de dispersie, puterea din primarul şi din secundarul transformatorului.

Prin raportare, parametrii transformatorului (rezistenţele şi reactanţele de dispersie) ale înfăşurării secundare raportate se modifică. Deoarece vorbim de un transformator cu raport de transformare unitar, adică cu înfăşurările primarului şi secundarului cu acelaşi număr de spire, parcurse de aceiaşi curenţi, rezistenţele şi reactanţele de scăpări ale înfăşurărilor primare şi secundare raportate au aproximativ aceleaşi valori.

Raportarea înseamnă practic rescrierea ecuaţiei (1.26) prin înmulţirea acesteia cu raportul w_1/w_2:

$$-\underline{U}_2 \cdot w_1/w_2 = R_2\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 \underline{I}_2 \frac{w_2}{w_1} + j\omega L_{\sigma 21}\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 \underline{I}_2 \frac{w_2}{w_1} + \\ + j\omega \frac{w_1}{w_2} w_2 \underline{\Phi}_u = R_2' \underline{I}_2' + j\omega L_{\sigma 21}' \underline{I}_2' + \underline{E}_1 \qquad (1.30)$$

Scanned by CamScanner

Se observă că rearanjarea numărului de spire de la w_2 la w_1 duce la modificarea rezistenţei R_2 la o valoare $R_2' = R_2\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2$, numită *rezistenţă raportată*, deoarece lungimea noii înfăşurări este egală cu vechea lungime înmulţită cu raportul w_1/w_2, în timp ce secţiunea conductorului (păstrând cantitatea de material al înfăşurării) este în raportul invers w_2/w_1. Similar, deoarece inductivităţile de dispersie sunt proporţionale cu pătratul numărului spirelor unei înfăşurări, rezultă că *inductivitatea de dispersie raportată* este $L_{\sigma 21}' = L_{\sigma 21}\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2$, adică inductivitatea de dispersie a înfăşurării neraportate înmulţită cu pătratul raportului w_1/w_2 dintre numărul de spire al înfăşurării raportate şi al celei neraportate. Astfel, ecuaţiile pentru circuitele celor două înfăşurări ale transformatorului după raportare devin:

$$\underline{U}_1 = R_1\underline{I}_1 + j\omega L_{\sigma 12}\underline{I}_1 - \underline{E}_1 \tag{1.31}$$

$$-\underline{U}_2' = R_2'\underline{I}_2' + j\omega L_{\sigma 21}'\underline{I}_2' + \underline{E}_1 \tag{1.32}$$

unde s-a notat t.e.m. cu:

$$\underline{E}_1 = -\frac{1}{\sqrt{2}} j\omega w_1 \underline{\Phi}_u \tag{1.33}$$

De asemenea, se observă că solenaţia din secundar se conservă, adică $w_2 I_2 = w_2 \frac{w_1}{w_2} I_2' = w_1 I_2'$ şi deci relaţia (1.28) devine:

$$\underline{\theta}_u = w_1\underline{I}_1 - w_1\underline{I}_2' = w_1\underline{I}_{10} \tag{1.34}$$

unde s-a notat cu $\underline{I}_{10} = \underline{I}_1 - \underline{I}_2'$, *curentul de mers în gol*. Într-adevăr, se observă că la funcţionarea transformatorului în gol, fără sarcină electrică conectată în secundar, curentul din secundar este nul şi rezultă că I_{10} este chiar curentul de mers în gol din primar.

Dacă se notează *reactanţele de scăpări* cu $X_{\sigma 1} = \omega L_{\sigma 12}$ şi $X_{\sigma 1}' = \omega L_{\sigma 12}'$ şi respectiv reactanţa utilă, numită şi *reactanţa de magnetizare* cu $X_\mu = \omega L_\mu$ rezultă schema echivalentă în T a transformatorului monofazat (fig. 1.10) în care a fost cuplată galvanic înfăşurarea secundară la cea primară. T.e.m. este dată de relaţia:

$$\underline{E}_1 = -jX_\mu \underline{I}_{10} \tag{1.35}$$

în care X_μ reprezintă ramura verticală a schemei în „T".

Observaţie: Reactanţa de magnetizare X_μ este proporţională cu inductivitatea utilă care corespunde fluxului magnetic ce se închide printr-un circuit magnetic caracterizat de o permeabilitate magnetică

Scanned by CamScanner

relativă mare μ_r, şi are valori mult mai mari decât reactanţa de scăpări X_σ care este proporţională cu inductivitatea de dispersie ce corespunde unui câmp magnetic care se închide în principal prin aer, caracterizat de $\mu_r=1$[2].

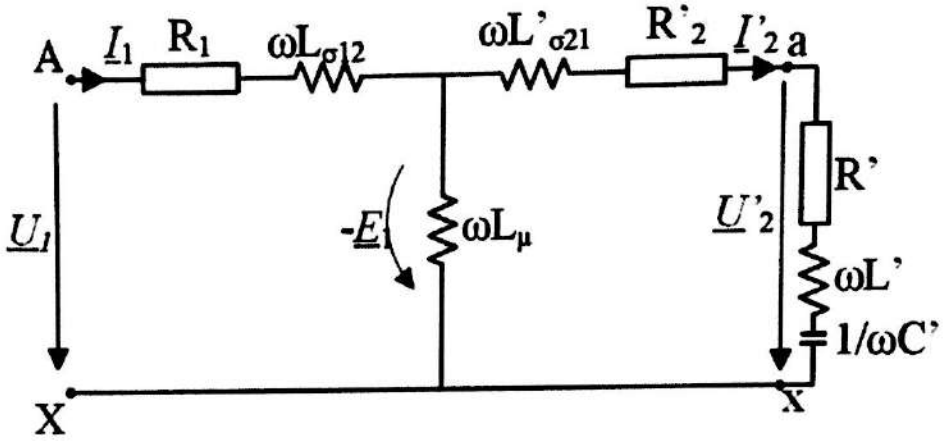


Fig. 1.10. Schema echivalentă în T a transformatorului electric cu înfăşurarea secundară raportată.

1.3.4. Schema echivalentă în T cu considerarea pierderilor

Schema echivalentă a transformatorului cu secundarul raportat din figura 1.10 nu ţine cont de faptul că în transformator există pierderi în circuitul magnetic şi de aceea schema va trebui completată după cum se explică în continuare.

În transformatorul electric există două tipuri de pierderi: *pierderi în înfăşurări* de tip Joule, de forma $P_J = RI^2$ [W] şi *pierderi în fier* P_{Fe} localizate în circuitul magnetic al transformatorului, dar şi în cuvă sau alte elemente metalice prin care se închid câmpuri magnetice variabile în timp. Acestea, la rândul lor, sunt compuse din *pierderi prin histerezis* şi *pierderi prin curenţi turbionari,* numiţi şi curenţi Foucault.

Observaţie: În toate maşinile electrice există pierderi Joule şi pierderi în fier (prin histerezis şi prin curenţi turbionari), astfel încât metodele de reducere a acestora sunt universale şi se aplică în toate cazurile.

Astfel, pentru diminuarea pierderilor Joule, înfăşurările se realizează din materiale conductoare (cupru, aluminiu) caracterizate de conductivitate electrică σ [S/m] cu valori ridicate, pentru care rezultă rezistenţe mici. Desigur, creşterea secţiunii conductorului determină reducerea rezistenţei electrice şi diminuarea pierderilor, dar implică un consum sporit de material şi gabarite mai mari ale maşinilor electrice. De aceea, în funcţie de modul de răcire (felul de cedare a căldurii produse prin pierderi), se stabilesc densităţi de curent J [A/mm^2] pentru care se realizează un bun compromis între

Scanned by CamScanner

pierderile Joule, consumul de material conductor şi încălzirile din maşinile electrice. Densităţile de curent uzuale la transformatoare se situează în jurul valorii de 2 A/mm^2 pentru înfăşurări realizate din aluminiu şi de 3 A/mm^2 pentru înfăşurările din cupru. Aceste valori pot creşte substanţial în cazul răcirilor forţate. De exemplu, la maşinile electrice răcite cu apă din vehiculele electrice, densitatea de curent poate ajunge la 10÷14 A/mm^2.

Pentru diminuarea pierderilor în fier cauzate de histerezis se aleg materiale cu un ciclu de histerezis mai îngust, aria ciclului fiind proporţională cu energia pierdută. Pentru diminuarea curenţilor turbionari, circuitele magnetice se realizează din tole izolate între ele. Prin divizarea miezului magnetic în tole, curenţii Foucault sunt forţaţi să se închidă printr-un circuit de secţiune mică, corespunzător grosimii mici a unei tole. În plus, alierea cu siliciu a oţelului din care se fac tolele maşinilor electrice permite creşterea rezistivităţii electrice a tolei şi respectiv rezistenţa întâmpinată de curenţii turbionari, ceea ce conduce la diminuarea acestora.

1.3.4.1. Pierderile prin curenţi Foucault

Pentru a determina pierderile printr-o tolă cu înălţimea h, grosimea d şi lungimea l ca în figura 1.11, se calculează întâi rezistenţa prin care se închide curentul turbionar I_F:

$$dR = \frac{2h\rho}{l\,dx} \tag{1.36}$$

unde $\rho[\Omega m]$ este rezistivitatea electrică a materialului [8].

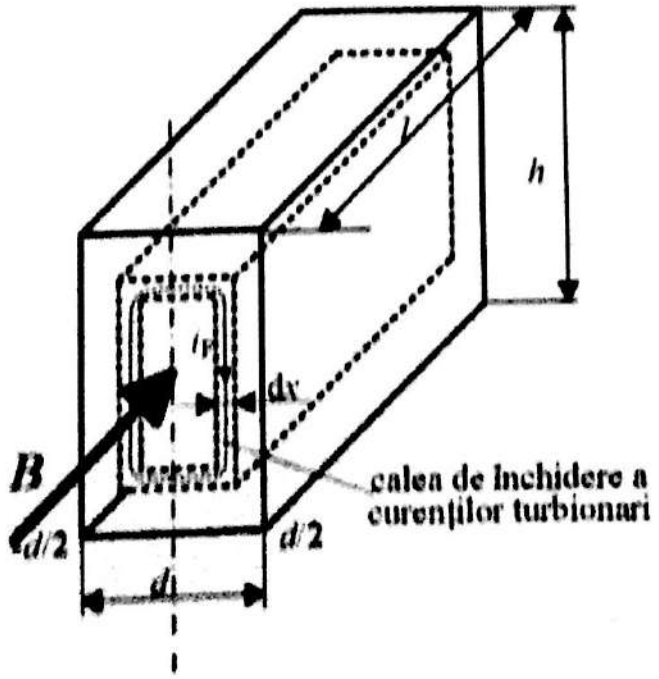


Fig. 1.11. Închiderea curenţilor turbionari printr-o tolă.

Scanned by CamScanner

Fluxul magnetic ce se închide prin tolă este $\phi = 2xhB_{max}$, este variabil în timp şi produce conform legii inducţiei magnetice o t.e.m. de valoare efectivă E. Conform t.e.m. induse apare un curent turbionar a cărui expresie pe unitatea de grosime dx este:

$$dI_F = \frac{E}{R} = \frac{\frac{2\pi f B_{max}}{\sqrt{2}} 2xh}{\frac{2h\rho}{l\,dx}} = \frac{2\pi f B_{max} l x dx}{\sqrt{2}\rho} \tag{1.37}$$

Rezultă expresia pierderilor prin curenţi turbionari:

$$P_F = \int_0^{d/2} E dI_F = \int_0^{d/2} \frac{(2\pi f B_{max})^2 l h x^2}{\rho} dx =$$

$$\frac{(2\pi f B_{max})^2 lh}{\rho} \int_0^{d/2} x^2 dx = \frac{lh\pi^2 f^2 d^3 B_{max}^2}{6\rho} = \frac{V\pi^2 f^2 d^2 B_{max}^2}{6\rho} \tag{1.38}$$

în care s-a notat cu V volumul tolei. Pierderile în tole pot fi indicate sub formă de pierderi specifice p_F [W/kg]:

$$p_F = \frac{\pi^2 f^2 d^2 B_{max}^2}{6\gamma\rho} = c_F f^2 B^2 \tag{1.39}$$

unde γ [kg/m^3] reprezintă densitatea materialului, iar cu c_F s-a notat o constantă a pierderilor Foucault.

1.3.4.2. Pierderile prin histerezis

Sunt datorate faptului că dependenţa B = f(H) prezintă histerezis (fig. 1.12, unde s-a notat cu B_r inducţia remanentă şi cu H_c intensitatea câmpului magnetic coercitiv).

Aria ciclului de histerezis este proporţională cu energia magnetică conform relaţiei:

$$W_m = \int_{vol} \overline{B} \cdot \overline{H} dv \tag{1.40}$$

iar pierderile prin histerezis sunt date de această energie pe unitatea de timp. Relaţiile stabilite experimental pentru pierderile prin histerezis specifice, pe unitatea de greutate, sunt de tipul:

$$p_H = \eta f B^n \tag{1.41}$$

cu $n \in (1{,}6 \,..\, 2)$, valorile mari corespunzând tolelor cu cristale orientate [7,8].

Din relaţiile (1.39) şi (1.41) se observă că pierderile specifice în fier sunt aproximativ proporţionale cu pătratul inducţiei magnetice la o valoare dată a frecvenţei f [Hz]:

Scanned by CamScanner

$$p_{Fe} \cong p_H + p_F = \\ = B^2(c_H f + c_F f^2) \qquad (1.42)$$

Din relaţia (1.42) se observă că pierderile în fier depind aproximativ de valoarea inducţiei magnetice la pătrat B^2 pentru o frecvenţă dată. Astfel, schema echivalentă a transformatorului cu secundarul raportat din figura 1.10 poate fi completată prin adăugarea unei rezistenţe R_{Fe} în paralel cu reactanţa de magnetizare X_μ pentru a considera pierderile din fierul transformatorului (fig. 1.13).

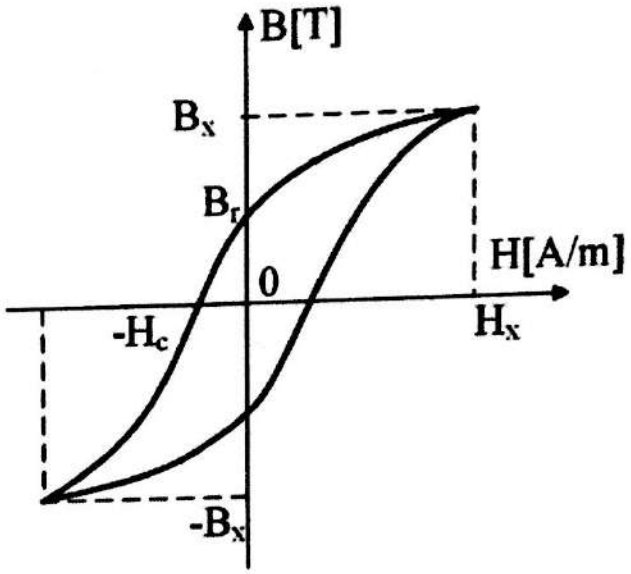


Fig. 1.12. Ciclu de histerezis.

Valoarea rezistenţei R_{Fe} este calculată astfel încât pierderile Joule disipate pe aceasta să echivaleze pierderile în fier, astfel:

$$P_{R_{Fe}} = \frac{E_1^2}{R_{Fe}} = \frac{2\pi^2 f^2 w_1^2 B^2 S_c^2}{R_{Fe}} \qquad (1.43)$$

unde cu S_c s-a notat aria secţiunii miezului coloanei transformatorului.

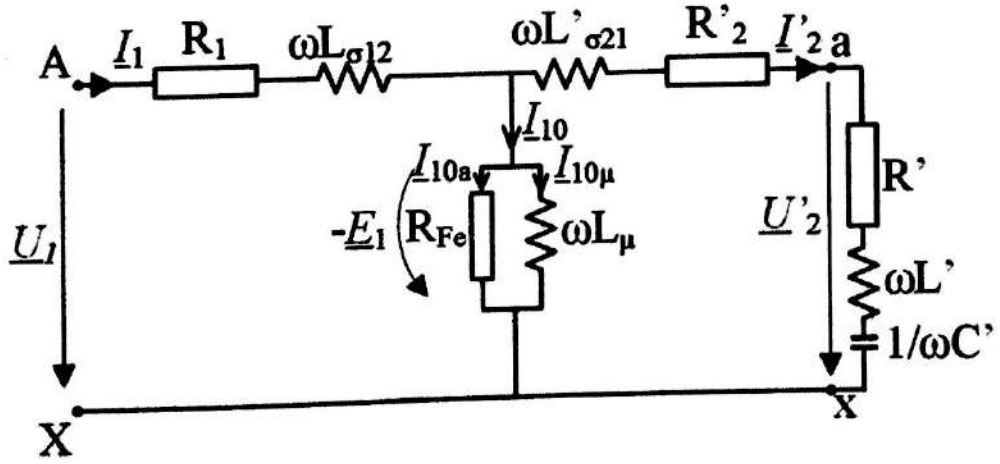


Fig. 1.13. Schema electrică a transformatorului cu secundarul raportat cu considerarea pierderilor în fier.

Se observă că legarea în paralel a rezistenţei R_{Fe} (fig. 1.13) este justificată de faptul că pierderile Joule prin această rezistenţă sunt proporţionale cu pătratul t.e.m. E_1 şi deci şi cu pătratul inducţiei magnetice, respectând relaţia (1.42).

Scanned by CamScanner

În schema echivalentă din figura 1.13 se observă că fazorul curentului de mers în gol $\underline{I}_{10}$ are două componente: o componentă reactivă $\underline{I}_{1\mu}$ numită *curent de magnetizare,* care reprezintă sursa câmpului magnetic util din transformator şi o componentă activă $\underline{I}_{10a}$ corespunzătoare pierderilor în fier.

1.4. Regimurile de funcţionare ale transformatorului monofazat

Regimurile de funcţionare ale transformatorului studiate în continuare sunt regimuri permanente caracterizate de valori efective ale mărimilor caracteristice (tensiuni, curenţi, fluxuri magnetice) constante în timp. Aceste regimuri sunt: regimul de *funcţionare în gol*, de *funcţionare în scurtcircuit* şi regimul de *funcţionare în sarcină.*

Observaţie: Regimurile de funcţionare în gol şi scurtcircuit sunt regimuri speciale caracterizate de valori reduse ale puterii absorbite de transformator pe la bornele primarului, respectiv de lipsa unei sarcini electrice în secundar.

În regimul de mers în gol, secundarul transformatorului este lăsat deschis, adică impedanţa de sarcină este infinită, în timp ce la funcţionarea în scurtcircuit bornele secundare sunt conectate împreună, impedanţa de sarcină fiind nulă. Puterea redusă de încercare şi lipsa sarcinii reprezintă avantaje importante, mai ales la încercarea transformatoarelor de puteri mari şi foarte mari. De asemenea, prin realizarea încercărilor la funcţionarea în gol şi în scurtcircuit este posibilă determinarea completă a parametrilor schemei echivalente a transformatorului şi respectiv predeterminarea unor caracteristici ale funcţionării transformatorului în sarcină, fără a mai fi necesare o încercare în sarcină la putere nominală şi existenţa unei impedanţe de sarcină de dimensiuni corespunzătoare în secundar. Datorită acestor avantaje încercările de gol şi scurtcircuit sunt încercări standard la toate maşinile electrice studiate.

1.4.1. Regimul de funcţionare în gol

La funcţionarea în gol, transformatorul electric are circuitul secundar deschis, echivalent unei sarcini de impedanţă infinită în secundar, respectiv curentul secundar $i_2 = 0$. Astfel, ramura circuitului secundar din schema echivalentă din figura 1.13 dispare şi rezultă circuitul echivalent al transformatorului la mers în gol, din figura 1.14.

Scanned by CamScanner

După cum se observă, transformatorul este alimentat la tensiunea nominală U_1, iar curentul absorbit este egal cu curentul de mers în gol:

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{10} = \underline{I}_{10a} + \underline{I}_{\mu} \quad (1.44)$$

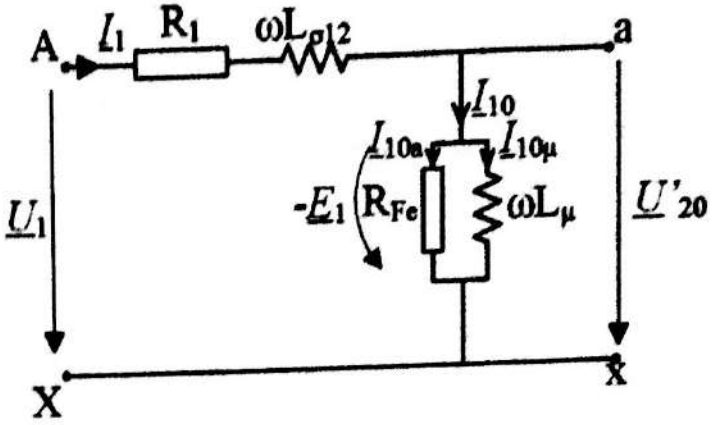


Fig. 1.14. Schema echivalentă a transformatorului la funcţionarea în gol.

Deoarece puterea debitată de transformator în secundar este nulă fiindcă curentul din secundar este nul, rezultă că *puterea absorbită în primar este transformată integral în pierderi.* Aceste pierderi sunt reduse, transformatoarele electrice având randamente mari. La transformatoarele de putere mare randamentul poate depăşi 99%, pierderile reprezentând sub 1% din puterea totală. Puterea absorbită de transformator la mersul în gol este redusă şi curentul absorbit va avea o valoare scăzută. Uzual, curentul de mers în gol are valori $I_{10} < 10\%\ I_{1n}$. Astfel, pierderile prin efect Joule în înfăşurări vor fi:

$$P_{J0} = R_1 I_{10}^2 < R_1 (0.01) I_{1n}^2 = 10^{-2} P_{jn} \approx 0 \quad (1.45)$$

Cu alte cuvinte, pierderile Joule la funcţionarea în gol sunt atât de mici încât pot fi neglijate.

În schema din figura 1.14, acest lucru este echivalent cu neglijarea rezistenţei R_1, valoarea acesteia fiind mult mai mică decât cea a rezistenţei R_{Fe}. Reactanţa de magnetizare este proporţională cu inductivitatea utilă care corespunde fluxului magnetic ce se închide prin miezul feromagnetic şi deci este proporţională cu permeabilitatea magnetică a fierului, în timp ce reactanţa de scăpări corespunde unui câmp de scăpări care se închide în principal prin aer caracterizat de o permeabilitate magnetică redusă. Deci, reactanţa de scăpări $X_{\sigma 1}$ este mult mai mică decât valoarea reactanţei de magnetizare X_{μ} şi poate fi neglijată. Astfel, rezultă schema echivalentă simplificată a transformatorului, la funcţionarea în gol, din fig.1.15.

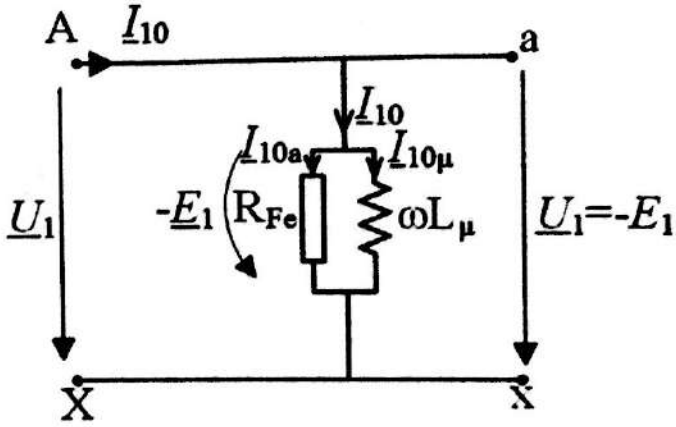


Fig. 1.15. Schema echivalentă simplificată la funcţionarea în gol.

Scanned by CamScanner

Din ecuaţia tensiunii (1.31) rezultă că tensiunea de mers în gol este egală cu t.e.m. $U_{10} = E_1$. Dacă tensiunea de alimentare ere valoarea nominală U_{1n}, regimul de funcţionare se numeşte de *gol nominal*. În acest caz, pierderile în fier care sunt proporţionale cu valoarea t.e.m. la pătrat (ec. 1.43) sunt egale cu pierderile în fier nominale:

$$P_{Fe_0} = \frac{E_1^2}{R_{Fe}} = \frac{U_{10}^2}{R_{Fe}} = \frac{U_{1n}^2}{R_{Fe}} = P_{Fe_n} \tag{1.46}$$

Observaţie: La funcţionarea în gol nominal transformatorul este alimentat la tensiune nominală, curentul de mers în gol are o valoare redusă faţă de curentul nominal, iar bornele secundare sunt deschise. Puterea măsurată la gol este egală cu pierderile în fier nominale, pierderile Joule din înfăşurări fiind practic nule.

Observaţie: Regimul de mers în gol este un regim uzual la transformatoare, atunci când dintr-un motiv sau altul sarcina este decuplată din secundar. După cum se observă, o asemenea situaţie nu este nefavorabilă, transformatorul putând rămâne în gol un timp nelimitat, el consumând o putere foarte mică pentru a-şi acoperi pierderile în fier.

Aşa cum s-a explicat, regimul de funcţionare a transformatorului, schema echivalentă cu secundarul raportat, precum şi scrierea ecuaţiilor în complex simplificat se bazează pe *ipoteza simplificatoare a regimului armonic* în care mărimile variază sinusoidal. În realitate, situaţia este însă diferită. În cazul funcţionării în gol a transformatorului electric, dacă acesta este alimentat de la o sursă de tensiune sinusoidală, curentul de mers în gol nu mai este sinusoidal. Din ecuaţia tensiunii (1.31) rezultă la alimentare cu tensiune sinusoidală că t.e.m. este şi ea sinusoidală, şi implicit şi fluxul magnetic.

Deoarece caracteristica $B = f(H)$ este neliniară şi prezintă histerezis, ca în figura 1.12, rezultă că şi funcţia $\phi_u(t) = f(i_{10}(t))$ are o variaţie similară (fluxul este proporţional cu inducţia magnetică, iar intensitatea câmpului depinde de solenaţie, respectiv curentul de mers în gol, prin legea circuitului magnetic, ec.(1.4). Astfel, la o formă sinusoidală a fluxului dată de o tensiune sinusoidală de alimentare rezultă o variaţie nesinusoidală a curentului de mers în gol i_{10}, ca în figura 1.16 [3,9]. Cu cât circuitul magnetic al transformatorului este mai saturat (inducţia magnetică B se află peste valoarea ce corespunde cotului curbei de magnetizare), cu atât forma curentului de mers în gol este mai departe de forma unei sinusoide.

Scanned by CamScanner

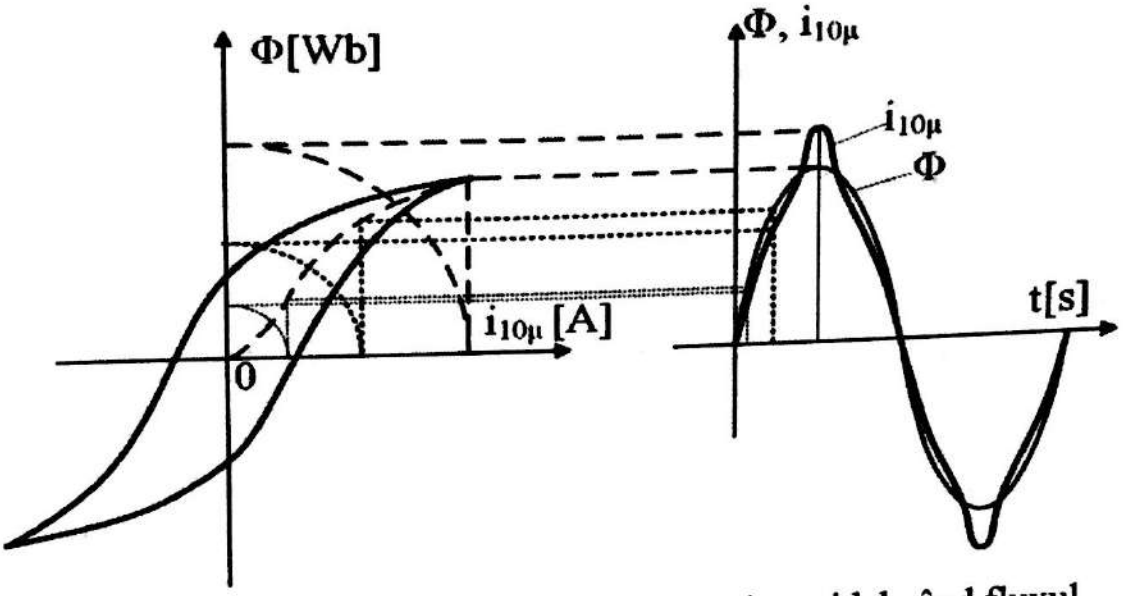


Fig. 1.16. Curentul de mers în gol i_{10} este nesinusoidal când fluxul şi tensiunea de alimentare sunt sinusoidale.

Deoarece o funcţie nesinusoidală periodică se descompune într-o sumă de funcţii sinusoidale numite armonici, rezultă că şi curba curentului de mers în gol prezintă armonici. Armonicile cele mai importante sunt armonicile 3 şi 5, deoarece amplitudinea armonicii de regulă scade cu creşterea ordinului acesteia, armonicile de ordin mai mic având amplitudini mai mari. Deoarece variaţia curentului reprezintă o funcţie alternativă simetrică cu semiperioada pozitivă egală cu semiperioada negativă, *în curba curentului de mers în gol nu există armonici de ordin par* 2, 4, 6 etc. Armonicile curentului produc la rândul lor câmpuri magnetice de reacţie care generează pierderi suplimentare în miezul transformatorului. Armonicile din curba tensiunii sau a curentului au influenţă negativă şi poluează reţeaua energetică, afectând buna funcţionare a altor echipamente electrice, şi de aceea ele trebuie reduse.

1.4.1.1. Încercarea de mers în gol

Încercarea de mers în gol se efectuează prin alimentarea transformatorului la tensiunea nominală când circuitul înfăşurării secundare este deschis (în gol). La încercarea de gol se măsoară puterea absorbită de transformator P_{10}, valoarea curentului de mers în gol I_{10} şi tensiunea de alimentare $U_{10} = U_{1n}$ prin utilizarea montajului din figura 1.17. De asemenea, pentru a putea măsura şi raportul de transformare, în secundar se conectează un voltmetru. Deoarece acesta are o impedanţă internă mare, curentul ce îl străbate este foarte mic, astfel încât regimul obţinut aproximează foarte bine regimul de mers în gol.

Scanned by CamScanner

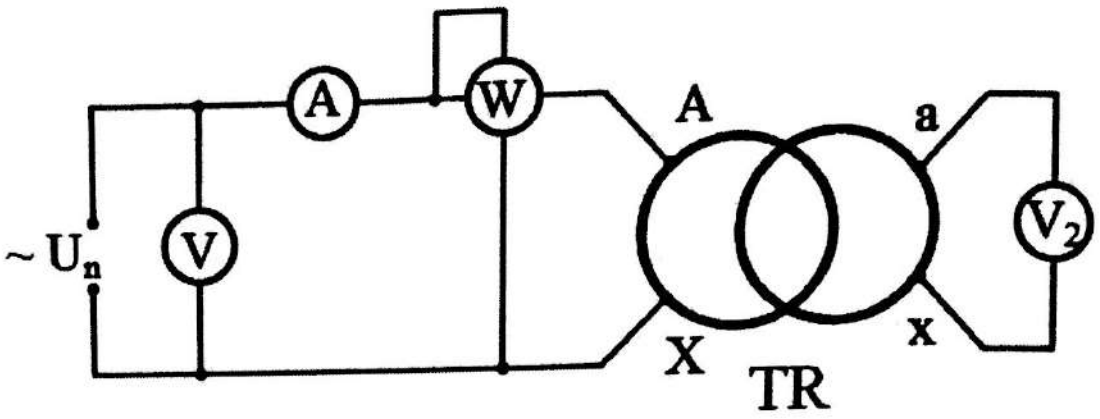


Fig. 1.17. Schema de montaj pentru încercarea transformatorului la funcţionarea în gol.

Din mărimile măsurate se pot calcula parametrii schemei echivalente simplificate din figura 1.15 după cum urmează:

$$R_{Fe} = \frac{E_1^2}{P_{Fe}} \cong \frac{U_{10}^2}{P_{10}} \tag{1.47}$$

care reprezintă rezistenţa corespunzătoare pierderilor în fierul transformatorului.

Dacă se determină factorul de putere la mersul în gol:

$$\cos\varphi_0 = \frac{P_{10}}{U_{10} I_{10}} \tag{1.48}$$

se pot calcula componentele curentului de mers în gol, respectiv componenta activă I_{10a} şi reactivă (sau de magnetizare) $I_{10\mu}$:

$$I_{10a} = I_{10}\cos\varphi_o; \quad I_{10\mu} = I_{10}\sin\varphi_o \tag{1.49}$$

Reactanţa de magnetizare se calculează cu relaţia:

$$X_\mu = \frac{E_1}{I_{10\mu}} \approx \frac{U_{10}}{I_{10\mu}} \tag{1.50}$$

1.4.2. Funcţionarea în scurtcircuit

Scurtcircuitul la transformator poate fi realizat intenţionat ca în cazul încercării de scurtcircuit, sau accidental în situaţia scurtcircuitului de avarie. Încercarea de scurtcircuit este nepericuloasă şi nedistructivă, efectuându-se în condiţiile în care solicitările termice şi mecanice ale transformatorului se încadrează în valorile nominale pentru care a fost proiectat transformatorul, în timp ce regimul de scurtcircuit de avarie este periculos şi se poate solda (în cazul în care protecţia cu care este echipat transformatorul nu decuplează

Scanned by CamScanner

la timp alimentarea) cu distrugerea totală a transformatorului. Acest lucru este cauzat de curenţii de scurtcircuit de valori foarte mari care produc pierderi Joule şi forţe electrodinamice excesive (ambele depinzând de pătratul curentului), ce pot conduce la incendierea transformatorului sau la distrugerea mecanică a înfăşurărilor.

Funcţionarea în regim nominal de scurtcircuit a transformatorului se realizează atunci când secundarul acestuia este în scurtcircuit (impedanţa de sarcină este nulă), iar înfăşurarea primară este alimentată cu o tensiune redusă în raport cu tensiunea nominală, numită *tensiune scurtcircuit nominală*, pentru care se obţin în înfăşurări curenţii nominali.

De obicei tensiunea de scurtcircuit la transformatoare nu depăşeşte 10% din tensiunea nominală, transformatoarele de putere având valori uzuale de 4..8%. Sunt însă şi transformatoare speciale, cum ar fi transformatoarele de sudare la care se doreşte o caracteristică externă căzătoare şi unde valorile tensiunii de scurtcircuit pot ajunge şi la 30% din tensiunea nominală [3,7].

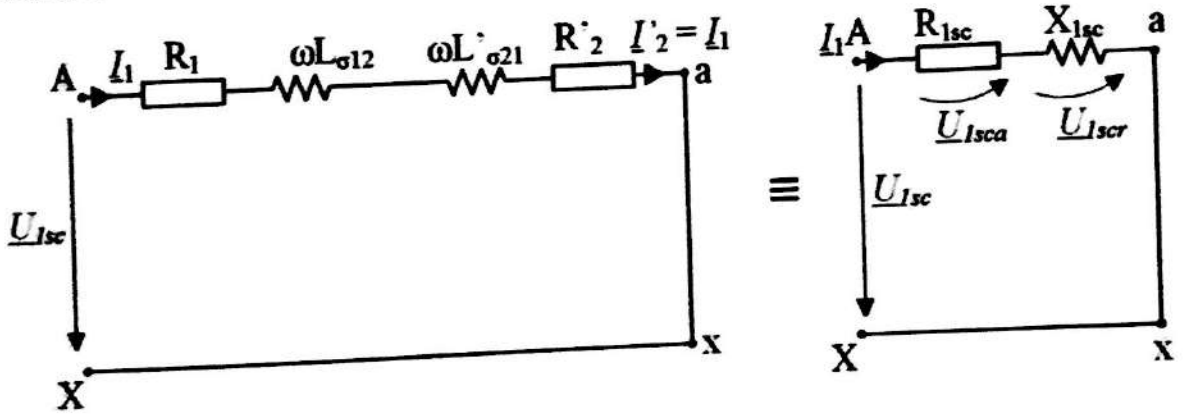


Fig. 1.18. Schema echivalentă Kapp pentru regimul de scurtcircuit al transformatorului.

Deoarece la scurtcircuit impedanţa circuitului secundar raportat $R_2' + jX_{\sigma 2}'$ a schemei echivalente din figura 1.13 este mult mai mică decât impedanţa ramurii verticale (R_{Fe} şi X_μ având valori mult mai mari), curentul I_2' ce se închide prin aceasta este mult mai mare decât curentul de mers în gol I_{10} ce se închide prin ramura verticală. De aceea, se poate neglija ramura verticală a schemei în T şi se obţine schema din figura 18. Acest lucru rezultă şi din relaţia (1.34) $\underline{I}_1 - \underline{I}_2' = \underline{I}_{10}$, deoarece în regim de scurtcircuit curenţii prin înfăşurări I_1 şi I_2' au valori nominale şi sunt mult mai mari decât curentul de mers în gol I_{10}. Schema echivalentă simplificată din figura 1.18 se numeşte *schema Kapp* şi poate fi folosită cu o bună aproximare şi la funcţionarea în sarcină a transformatorului.

Scanned by CamScanner

Dacă se defineşte *tensiunea de scurtcircuit relativă* ca raportul dintre tensiunea de scurtcircuit şi tensiunea nominală, rezultă că aceasta este egală şi cu *impedanţa de scurtcircuit*, după cum urmează:

$$u_{sc} = \frac{U_{scn}}{U_{1n}} 100\% = Z_{sc} \frac{I_{1n}}{U_{1n}} 100\% = z_{sc} \tag{1.51}$$

Dacă în ecuaţia (1.31) a tensiunii primare se neglijează căderea de tensiune pe impedanţa înfăşurării primare rezultă că valoarea efectivă a tensiunii de alimentare este aproximativ egală cu t.e.m. $U_{1sc} = E_{1sc}$ şi se poate calcula pierderile în fier, dacă presupunem $U_{sc} < 10\%\ U_n$, după cum urmează:

$$P_{Fesc} = \frac{E_1^2}{R_{Fe}} \approx \frac{U_{1sc}^2}{R_{Fe}} < \frac{(0{,}1U_{1n})^2}{R_{Fe}} = 10^{-2} P_{Fen} \approx 0 \tag{1.52}$$

Adică pierderile în fier P_{Fesc} la scurtcircuit sunt foarte mici, practic nule, datorită tensiunii de scurtcircuit reduse. Rezultă deci că pierderile măsurate la funcţionarea în scurtcircuit sunt egale cu pierderile Joule din înfăşurări:

$$P_{sc} \cong P_J = R_{sc} I_{1n}^2 \tag{1.53}$$

iar tensiunea de scurtcircuit are două componente, una activă şi una reactivă, după cum urmează:

$$\underline{U}_{sc} = \underline{U}_{sca} + \underline{U}_{scr} = R_{sc}\underline{I}_{1n} + jX_{1sc}\underline{I}_{1n} \tag{1.54}$$

La funcţionarea în regim de scurtcircuit nominal transformatorul este alimentat la o tensiune redusă numită tensiune de scurtcircuit pentru care rezultă curenţii nominali prin înfăşurări când bornele secundare sunt scurtcircuitate. Puterea absorbită la încercarea de scurtcircuit este egală cu pierderile Joule din înfăşurări, pierderile în fier fiind practic nule.

1.4.2.1 Încercarea la scurtcircuit

Încercarea de scurtcircuit se realizează prin alimentarea cu tensiunea de scurtcircuit a primarului transformatorului când secundarul este scurtcircuitat pentru care se măsoară U_{1sc}, $I_{1sc} = I_{1n}$ şi P_{1sc} cu ajutorul schemei de montaj din figura 1.19. Pentru a alimenta montajul cu o tensiune redusă, între reţeaua de alimentare şi primarul transformatorului se conectează un autotransformator AT.

Din mărimile măsurate pot fi calculaţi parametrii schemei echivalente simplificate Kapp din figura 1.19, după cum urmează:

$$Z_{1sc} = \frac{U_{1sc}}{I_{1n}}, \quad R_{1sc} = \frac{P_{1sc}}{I_{1n}^2}, \quad X_{1sc} = \sqrt{Z_{1sc}^2 - R_{1sc}^2} \tag{1.55}$$

Scanned by CamScanner

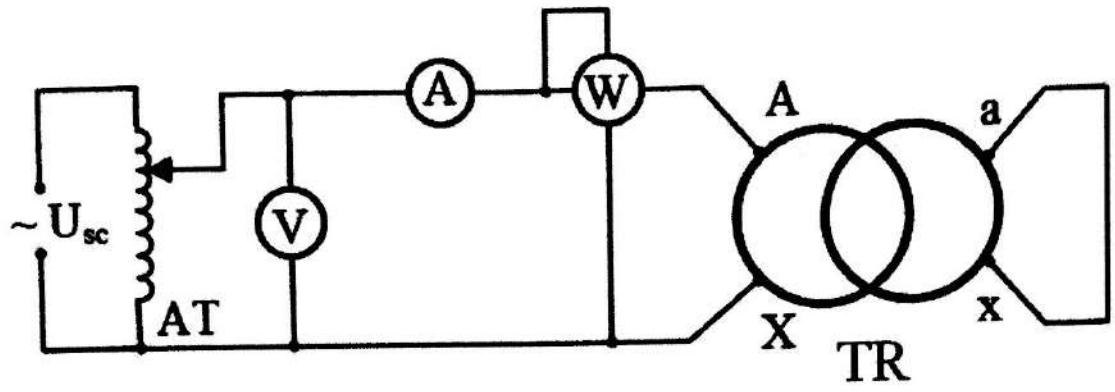


Fig. 1.19. Schema de montaj pentru încercarea la scurtcircuit a transformatorului.

Dacă se cunoaşte raportul de transformare din încercarea de gol $k_T = U_{10}/U_{20} = w_1/w_2$ se pot calcula rezistenţele şi reactanţele înfăşurării primare şi secundare după cum urmează:

$$R_{1sc} = R_1 + R_2' \approx 2R_1, \quad R_1 = \frac{R_{1sc}}{2}, \quad R_2 = R_2'\left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2 = \frac{R_{1sc}}{2k_T^2} \tag{1.56}$$

$$X_{1sc} = X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2}' \approx 2X_{\sigma 1}, \; X_{\sigma 1} = \frac{X_{1sc}}{2}, \qquad X_{\sigma 2} = X_{\sigma 2}'\left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2 = \frac{X_{1sc}}{2k_T^2} \tag{1.57}$$

iar tensiunile de scurtcircuit relative sunt:

$$\begin{cases} u_{sc} = \dfrac{U_{1sc}}{U_{1n}} 100\%, \\ u_{sca} = \dfrac{R_{1sc} I_{1n}}{U_{1n}} 100\% = u_{sc} \cos\varphi_{sc} \\ u_{scr} = \dfrac{X_{1sc} I_{1n}}{U_{1n}} 100\% = u_{sc} \sin\varphi_{sc} \end{cases} \tag{1.58}$$

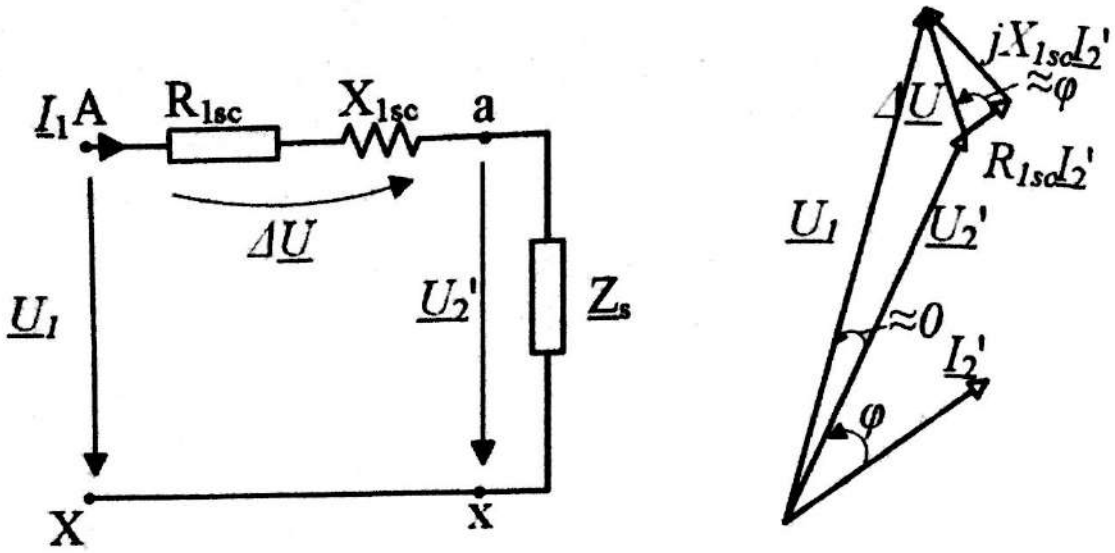
între acestea existând relaţia: $u_{sc} = \sqrt{u_{sca}^2 + u_{scr}^2}$.

1.4.3. Funcţionarea în sarcină

Deoarece valoarea curentului de mers în gol este mult mai mică decât curentul nominal, în schema echivalentă în T din figura 1.14 se poate

Scanned by CamScanner

neglija ramura verticală, ceea ce conduce la următoarele aproximaţii $\underline{I}_{10} \approx 0$ $\underline{I}_1 \approx \underline{I}_2'$ $\underline{U}_1 \approx \underline{U}_{20}'$. Acceptând această simplificare a schemei echivalente, se poate utiliza schema Kapp din figura 1.20.a pentru care se va explica în continuare funcţionarea în sarcină a transformatorului.



a) schema echivalentă b) diagrama de fazori

Fig. 1.20. Funcţionarea în sarcină a transformatorului.

1.4.3.1. Caracteristica externă a transformatorului

Aplicând teorema a II-a a lui Kirchhoff în cazul schemei Kapp rezultă ecuaţia tensiunilor la funcţionarea în sarcină [4]:

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_2' + R_{1sc}\underline{I}_1 + jX_{1sc}\underline{I}_1 = \underline{U}_2' + \Delta\underline{U}_2' \qquad (1.59)$$

unde $\Delta\underline{U}_2'$ reprezintă fazorul căderii tensiunii raportate la primar. Din diagrama de fazori din figura 1.20.b, dacă se consideră defazajul dintre $\underline{U}_1$ şi $\underline{U}_2' \approx 0$, rezultă valoarea căderii de tensiune:

$$\Delta U_2' = R_{1sc}I_1\cos\varphi + X_{1sc}I_1\sin\varphi \qquad (1.60)$$

sau în valori relative:

$$\Delta u_2' = \frac{\Delta U_2'}{U_{1n}} = \frac{R_{1sc}I_{1n}}{U_{1n}}\frac{I_1}{I_{1n}}\cos\varphi + \frac{X_{1sc}I_{1n}}{U_{1n}}\frac{I_1}{I_{1n}}\sin\varphi = \qquad (1.61)$$

$$= \beta(u_{sca}\cos\varphi + u_{scr}\sin\varphi)$$

unde s-a notat cu φ defazajul dintre curentul şi tensiunea din primarul transformatorului, iar cu β raportul curentului din primar faţă de curentul nominal, numit *factor de încărcare.*

Se observă din relaţia (1.61) că pentru *sarcină pur rezistivă* $\cos 0° = 1$, căderea de tensiune este proporţională cu tensiunea de scurtcircuit activă u_{sca}, iar pentru *sarcină pur inductivă*, $\sin\pi/2 = 1$, căderea de tensiune este

Scanned by CamScanner

proporţională cu tensiunea de scurtcircuit reactivă u_{scr}, iar pentru *sarcină pur capacitivă* $\sin(-\pi/2)=-1$, căderea de tensiune este proporţională cu tensiunea de scurtcircuit reactivă u_{scr} luată cu semn schimbat.

Astfel, pentru sarcini rezistive şi inductive se observă o scădere a tensiunii la bornele secundare odată cu creşterea curentului de sarcină, în timp ce pentru sarcini capacitive tensiunea la bornele secundarului transformatorului creşte odată cu creşterea curentului de sarcină. Această dependenţă a tensiunii secundare funcţie de curentul de sarcină (sau faţă de încărcarea β) $U_2 = f(I_2)$ se numeşte *caracteristica externă a transformatorului.*

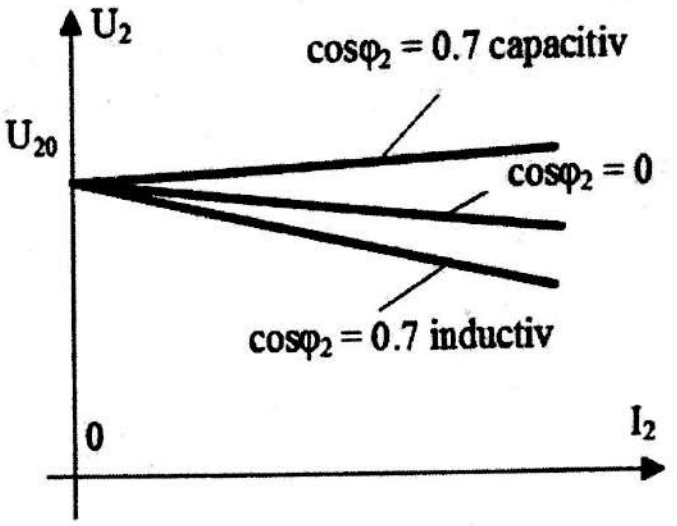


Fig. 1.21. Caracteristicile externe pentru diferiţi factori de putere cosφ.

Caracteristicile externe reale pot diferi puţin faţă de cele din figura 1.21, deoarece ecuaţia (1.61) este o aproximare obţinută prin utilizarea schemei echivalente simplificate Kapp.

Observaţie: Caracteristica externă poate fi predeterminată printr-o încercare de scurtcircuit, fără a mai fi necesară încercarea în sarcină, deoarece în relaţia (1.61) intervin numai tensiunile relative de scurtcircuit. Acest lucru este avantajos, deoarece pentru încercarea în scurtcircuit este necesară o sursă de putere semnificativ mai mică decât puterea nominală a transformatorului, iar în secundarul transformatorului nu este necesară conectarea unei impedanţe de sarcină.

1.4.3.2. Bilanţul puterilor şi caracteristica randamentului

Din schema echivalentă a transformatorului din figura 1.13, ţinând cont că puterile active sunt disipate pe rezistenţele schemei, iar puterile reactive sunt disipate pe reactanţe, rezultă următorul bilanţ de puteri:

$$\underline{S}_1 = \underline{U}_1 \underline{I}_1^* = P_1 + jQ_1 = P_2 + P_{Fe} + P_J + j(Q_{\sigma 1} + Q_\mu + Q_2) \qquad (1.62)$$

unde S_1 [VA] şi P_1 [W] reprezintă *puterea aparentă*, respectiv *puterea activă* absorbite de transformator pe la bornele înfăşurării primare, P_2 reprezintă puterea activă debitată pe sarcină în circuitul secundar al transformatorului, P_{Fe} pierderile în fier, P_J pierderile Joule din înfăşurări, iar Q_1 [VAr] *puterea reactivă* absorbită pe la bornele primarului, $Q_{\sigma 1}$ pierderile reactive corespunzătoare câmpului de dispersie al înfăşurărilor primare şi

Scanned by CamScanner

secundare, Q_μ puterea reactivă necesară magnetizării circuitului magnetic (corespunzătoare fluxului magnetic util) şi Q_2 puterea reactivă cedată în secundarul transformatorului (care include puterea reactivă debitată pe consumatorul inductiv).

Prin definiţie, randamentul este raportul dintre puterea activă cedată şi puterea activă absorbită. Astfel, randamentul unui transformator este:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U_2 I_2 \cos\varphi_2}{U_1 I_1 \cos\varphi_1} = \frac{U_{2n} I_{2n} \dfrac{I_2}{I_{2n}} \cos\varphi_2}{U_{2n} I_{2n} \dfrac{I_2}{I_{2n}} \cos\varphi_2 + P_{Fe} + P_J} = \tag{1.63}$$

$$= \frac{S_n \beta \cos\varphi_2}{S_n \beta \cos\varphi_2 + P_{Fen} + \beta^2 P_{Jn}}$$

Se observă că pierderile Joule din înfăşurări P_J depind de pătratul curentului şi atunci ele se scriu în funcţie de pierderile Joule nominale P_{Jn} după cum urmează: $P_J = R_{1sc} I_{1sc}^2 = R_{1sc} I_{1scn}^2 \left(\frac{I_{1sc}}{I_{1scn}}\right)^2 = R_{1sc} I_{1scn}^2 \beta^2 = P_{Jn} \beta^2$.

De asemenea, în prelucrarea relaţiei (1.63) s-a presupus că tensiunea U_2 rămâne constantă odată cu încărcarea în sarcină şi este egală cu tensiunea nominală U_{2n}. De asemenea, s-a considerat $\cos\varphi_1 \approx \cos\varphi_2$, ceea ce este adevărat pentru schema simplificată Kapp, când se neglijează curentul de mers în gol.

Valoarea maximă a randamentului se obţine pentru un factor de încărcare optim β_{opt}, soluţie a ecuaţiei $\frac{d\eta}{d\beta} = 0$, ceea ce înseamnă:

$$S_n \cos\varphi_2 \left(S_n \beta \cos\varphi_2 + P_{Fen} + \beta^2 P_{Jn}\right) - S_n \beta \cos\varphi_2 \left(S_n \cos\varphi_2 + 2\beta P_{Jn}\right) = 0$$

1.64) Soluţia ecuaţiei (1.64) este $\beta_{opt} = \sqrt{\frac{P_{Fen}}{P_{Jn}}}$ şi înlocuind această valoare în relaţia (1.63) se obţine:

$$\eta_{max} = \frac{S_n \cos\varphi_2}{S_2 \cos\varphi_2 + \dfrac{1}{\beta_{opt}} P_{Fen} + \beta_{opt} P_{Jn}} = \frac{S_n \cos\varphi_2}{S_n \cos\varphi_2 + 2\sqrt{P_{Fen} P_{Jn}}} \tag{1.65}$$

Scanned by CamScanner

Curba caracteristicii randamentului $\eta = f(\beta)\big|_{U_{1n}=ct,\, f=const}$ are alura din figura 1.22 pentru $\cos\varphi_2 = 1$ (sarcină pur rezistivă), randamentul fiind crescător din origine până la valoarea încărcării optime β_{opt}, după care scade uşor. În cazul conectării în secundar a unei sarcini cu factor de putere subunitar (rezistiv inductiv sau rezistiv capacitiv), curba randamentului îşi va păstra alura, dar va fi plasată sub cea corespunzătoare sarcinii rezistive din figura 1.22. În general se dau caracteristicile randamentului pentru $\cos\varphi_2 = 1$ sau $\cos\varphi_2 = 0{,}8$, factorul de putere tipic consumatorului industrial sau casnic.

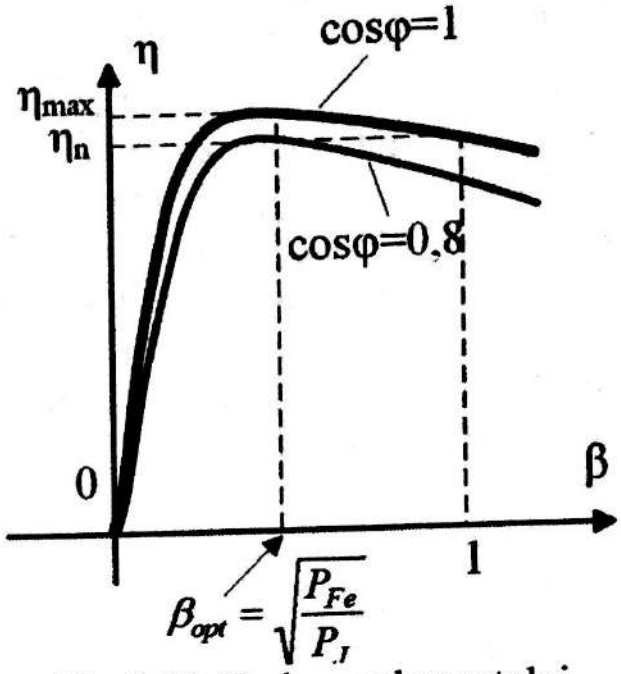


Fig. 1.22. Curba randamentului.

Deoarece zona de funcţionare cu randamente mari se află în intervalul $\beta \in [\beta_{opt}, 1)$, se urmăresc soluţiile constructive de transformatoare cu factor de încărcare optim β_{opt} cât mai redus. De exemplu, transformatoarele de distribuţie care nu funcţionează tot timpul la putere maximă se dimensionează astfel încât β_{opt} să fie situată în jurul valorilor 0,4..0,5.

Transformatoarele electrice au randamente ridicate, mai mari decât la celelalte maşini electrice. Transformatoarele de mare putere au randamente cu atât mai ridicate cu cât puterea lor nominală este mai mare. Astfel, la transformatoarele cu puteri de sute de kilovoltamperi sau chiar megavoltamperi randamentele ajung la 99%. La transformatoarele mici cu $S_n < 1000$ kVA randamentele sunt în jurul a 90% sau mai mici, pe măsură ce scade puterea lor nominală [1].

1.5. Transformatorul trifazat

Un transformator trifazat este compus din trei transformatoare monofazate, fiecare dintre acestea reprezentând *o fază*. Modul în care cele trei faze sunt conectate între ele se numeşte *schemă de conexiuni.*

Scanned by CamScanner

1.5.1. Construcţia transformatorului trifazat

În majoritatea cazurilor, transformatorul trifazat nu este obţinut din trei transformatoare monofazate independente, deşi el se poate realiza şi în acest mod (fig. 1.23.a), mai ales la puteri foarte mari. Transformatorul trifazat obişnuit se construieşte cu trei coloane în linie (fig. 1.23.c), pe fiecare din cele trei coloane fiind dispuse suprapus înfăşurările primară şi secundară ale fiecărei faze. Construcţia cu coloane se explică după cum urmează: se dispun cele trei transformatoare monofazate simetric în spaţiu astfel încât fluxurile lor mutuale (utile) şi de scăpări să fie egale. Datorită faptului că cele trei transformatoare sunt alimentate de la un sistem trifazat simetric, echilibrat şi direct de tensiuni la care $\underline{U}_A+\underline{U}_B+\underline{U}_C=0$ rezultă că şi fluxurile magnetice produse prin circuitele magnetice ale celor trei transformatoare sunt sinusoidale şi formează un sistem trifazat simetric cu $\underline{\Phi}_A+\underline{\Phi}_B+\underline{\Phi}_C=0$. Cum suma celor trei fluxuri ce se închid prin coloana centrală obţinută prin unirea coloanelor celor trei transformatoare monofazate (fig. 1.23.a) este nulă, atunci această coloană centrală poate să dispară (fig. 1.23.b).

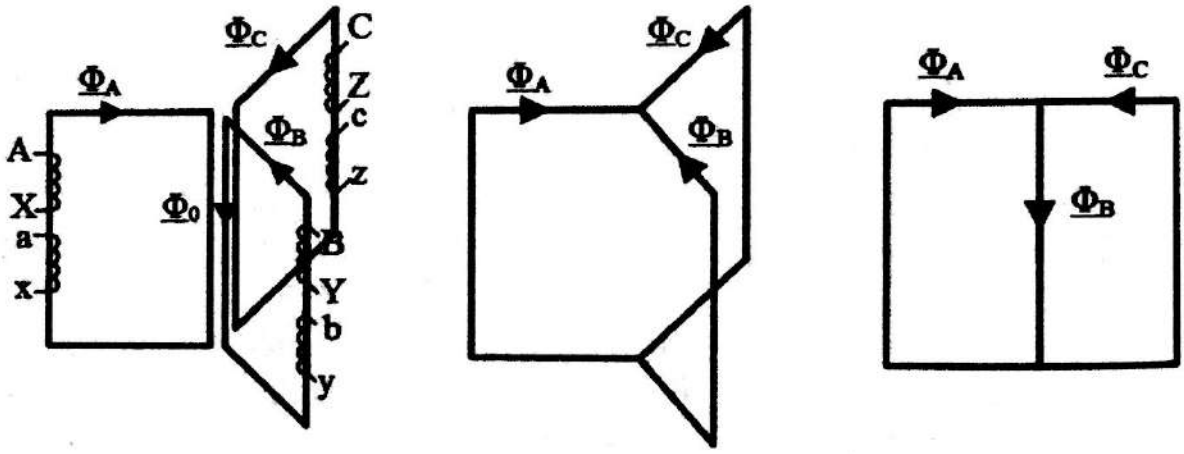


Fig. 1.23. Construcţia circuitului magnetic al transformatorului trifazat: a) transformator realizat din trei transformatoare trifazate, b) transformator spaţial fără coloană mediană, c) transformator cu coloane.

Din cauza distribuţiei spaţiale a coloanelor care ocupă mult loc, construcţia din figura 1.23.b nu este practică şi se preferă construcţia cu coloanele dispuse în linie, ca în figura 1.23.c. Acest lucru permite o utilizare mult mai judicioasă a spaţiului folosit de transformator şi includerea lui într-o cuvă, pentru transformatoarele cu răcire în ulei. Singurul inconvenient al dispunerii transformatorului cu coloanele în linie este acela că fluxurile magnetice $\underline{\phi}_A, \underline{\phi}_B, \underline{\phi}_C$ se închid pe căi de lungimi diferite.

Scanned by CamScanner

Astfel, fluxurile $\underline{\phi}_A, \underline{\phi}_C$ se închid parţial de la o coloană exterioară la coloana centrală (o cale scurtă), iar parţial de la o coloană exterioară la cealaltă coloană exterioară (o cale mai lungă), în timp ce fluxul $\underline{\phi}_B$ se închide de la coloana centrală la cele două coloane exterioare (deci două căi scurte). Această nesimetrie a circuitului magnetic conduce la fluxuri diferite pe cele trei faze, însă diferenţele sunt mici şi neimportante în funcţionarea transformatorului trifazat.

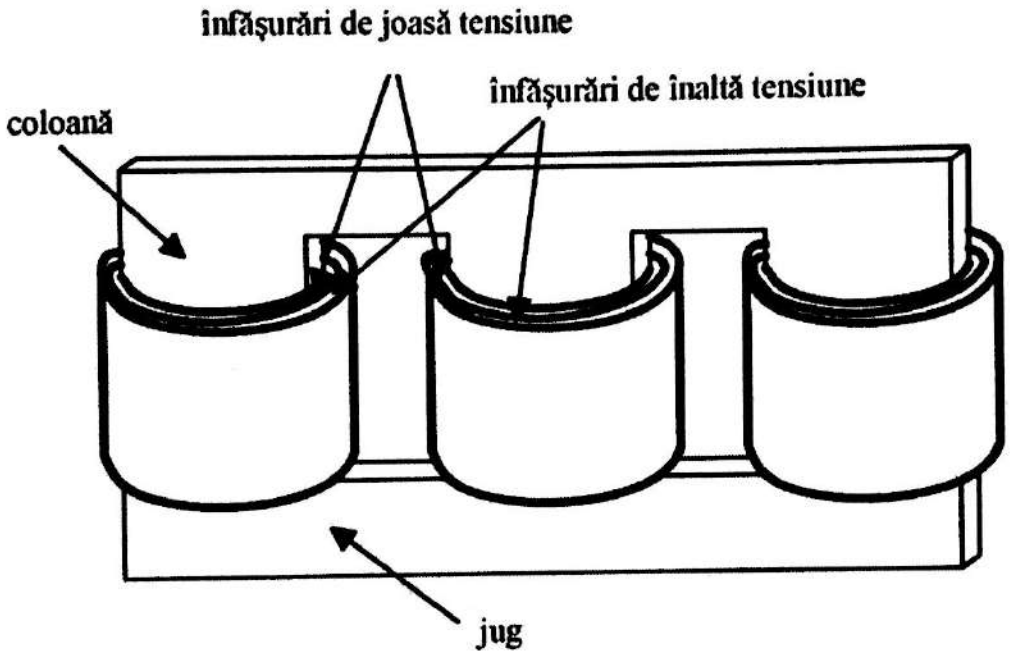


Fig. 1.24. Componentele constructive principale ale unui transformator trifazat.

Elementele componente constructive principale ale transformatorului sunt *înfăşurările de înaltă şi joasă tensiune* ale celor trei faze care sunt dispuse pe *coloanele transformatorului* (părţile verticale ale circuitului magnetic) ce sunt unite de *jugurile superioare şi inferioare* (părţile orizontale ale circuitului magnetic), ca în figura 1.24.

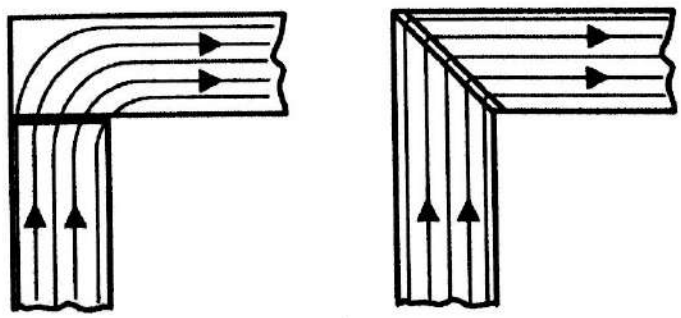
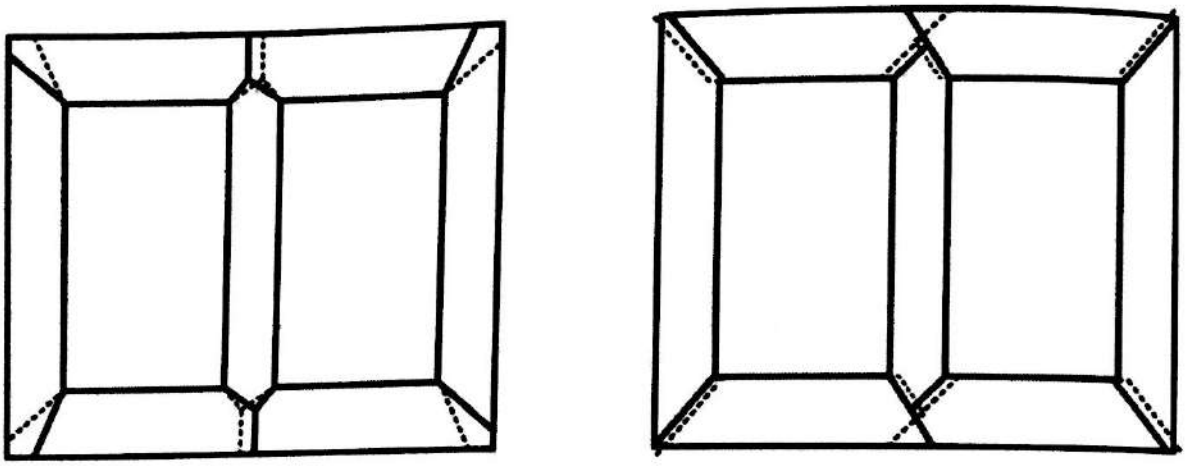


Fig. 1.25. Întrefieruri tehnologice formate la colţurile de îmbinare.

Asemănător transformatorului monofazat, circuitul magnetic este realizat din *tole întreţesute* pentru a evita formarea întrefierurilor tehnologice (spaţiul dintre tolele puse cap la cap), ca în figura 1.25. La

Scanned by CamScanner

transformatoarele trifazate de putere mai mică întreţeserea se face la 30° (fig. 1.26.a), iar la cele de putere mare şi foarte mare întreţeserea se face la 45°, (fig. 1.26.b).



a) întreţesere la 30°/60 ° b) întreţesere la 45°

Fig. 1.26. Întreţeserea tolelor la transformatorul trifazat.

1.5.2 Schema şi grupa de conexiuni

Modul de conectare al capetelor bobinelor celor trei faze, pentru înaltă tensiune (ÎT) şi pentru joasă tensiune (JT) se numeşte *schemă de conexiuni*. Schemele de conexiuni ale transformatorului trifazat sunt:

- ✓ *conexiunea stea (simbol* Y *pentru înaltă tensiune şi* y *pentru joasă tensiune)* – la care începuturile şi sfârşiturile celor trei faze se leagă împreună (fie toate începuturile, fie toate sfârşiturile), iar cele trei capete opuse sunt scoase la borne, ca în figura 1.27.a). La punctul comun O al conexiunii Y se poate lega un al patrulea conductor ce reprezintă *firul neutru*, caz în care se adaugă la litera Y şi indicele 0. Acest tip de conexiune cu fir neutru se realizează în special la transformatoarele de distribuţie care transmit puterea electrică către consumatorul casnic. Conexiunea y_0 se realizează în secundar, pe joasă tensiune, pentru a permite închiderea curentului de nesimetrie ce apare atunci când curenţii prin cele trei faze sunt dezechilibraţi (consumatorul este nesimetric pe cele trei faze). În lipsa firului neutru, curentul de dezechilibru ar produce în transformator fluxuri magnetice homopolare de compensare (pentru ca suma curentului total să rezulte nulă în nodul de conectare al celor trei faze); acest flux s-ar închide prin părţile masive din fier (cuva şi alte elemente de strângere), ceea ce ar genera pierderi suplimentare semnificative în transformator, respectiv încălziri ce vor deteriora transformatorul;

Scanned by CamScanner

- ✓ *conexiunea triunghi (simbol* D *pentru înaltă tensiune şi* d *pentru joasă tensiune)* – se realizează pin conectarea sfârşitului primei fazei cu începutul celei de-a doua faze, sfârşitul celei de-a doua faze cu începutul celei de a treia faze, iar sfârşitul ultimei faze cu începutul primei faze, astfel încât cele trei faze vor fi înlănţuite (înseriate) una după cealaltă formând un triunghi. Vârfurile triunghiului astfel format se leagă la borne, ca în figura 1.27.b;
- ✓ *conexiunea zigzag (simbol* Z *pentru înaltă tensiune şi* z *pentru joasă tensiune)* – se realizează prin divizarea bobinelor celor trei faze fiecare în câte două semibobine, (fig. 1.27.c). Sfârşiturile fazelor din primul grup de semibobine se leagă ca într-o conexiune triunghi cu începuturile fazelor din cel de-al doilea grup de semibobine, iar celelalte capete de bobine din al doilea grup de semibobine se leagă împreună ca o conexiune stea. Astfel, conexiunea zigzag se comportă ca o combinaţie dintre o conexiune triunghi şi una stea.

Prin definiţie, diferenţa de potenţial dintre începutul şi sfârşitul unei faze se numeşte *tensiune de fază* (de exemplu $\underline{U}_A$ din figura 1.27.a), iar diferenţa de potenţial dintre începuturile a două faze se numeşte *tensiune de linie* (de exemplu $\underline{U}_{AB}$). În mod analog, curentul ce străbate înfăşurarea unei faze se numeşte *curent de fază*, iar curentul care circulă prin conductorul unei linii de alimentare, se numeşte *curent de linie.*

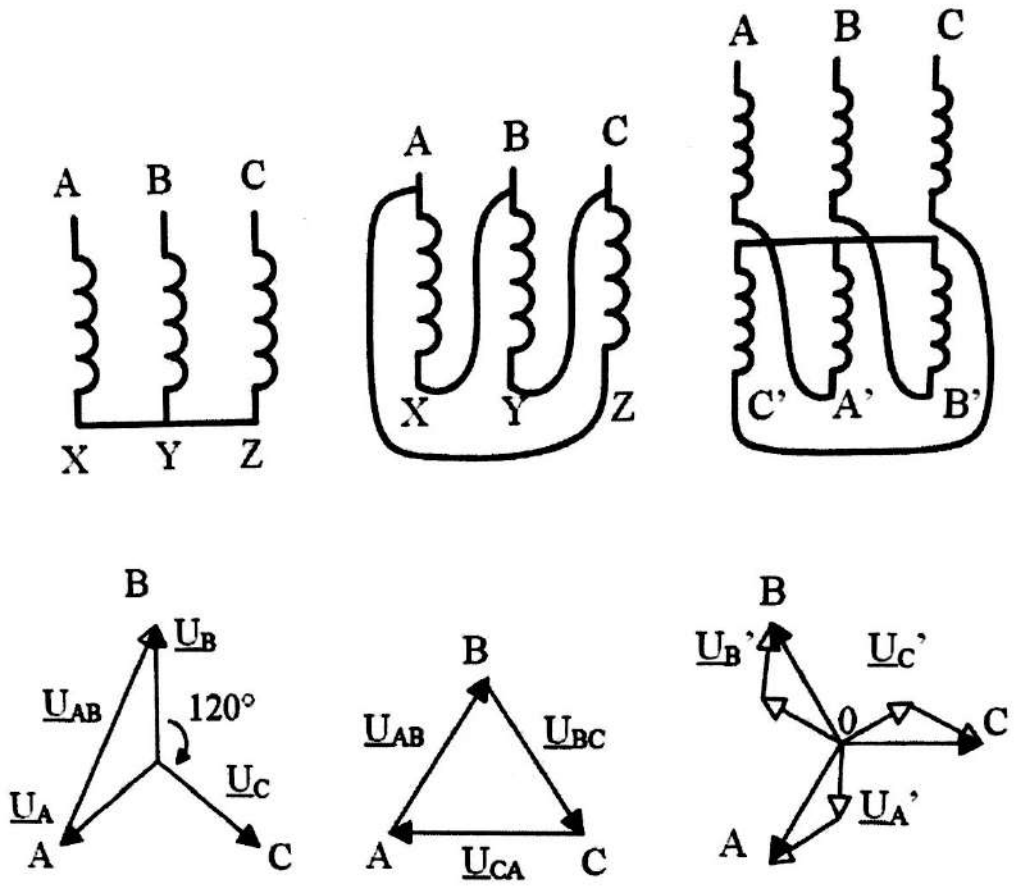
Observaţie: 1. Valorile nominale ale tensiunii şi curentului ale tuturor maşinilor electrice de curent alternativ sunt mărimi de linie. Datele de proiectare, pentru care se dimensionează înfăşurările din maşinile electrice sunt mărimi de fază.

2. Într-un sistem trifazat simetric, echilibrat şi direct, fazorii formează o stea (precum fazorii $\underline{U}_A, \underline{U}_B, \underline{U}_C$ din figura 1.27.a) cu laturile defazate cu unghiuri egale de 120° (sistem simetric), laturi egale (sistem echilibrat) şi cu succesiunea fazelor A, B şi C în sens orar (sistem direct).

Astfel, pentru *conexiunea stea,* deoarece tensiunea de linie U_{AB} şi două tensiuni de fază U_A şi U_B formează un triunghi isoscel cu un unghi de 120° (fig. 1.27.a), rezultă că $\underline{U}_L = \underline{U}_{AB} = \underline{U}_A - \underline{U}_B$, $U_L = \sqrt{3}U_f$. De asemenea, aplicând legea lui Kirchhoff în nodul A rezultă că mărimea curentului de linie ce intră în borna A este egală cu cea a curentului de fază: $I_L = I_f$.

Rezultă deci că este utilă folosirea conexiunii Y la transformatoarele de putere pe înaltă tensiune atunci când tensiunea de linie este mare şi foarte mare, deoarece tensiunea de fază (respectiv numărul de spire) rezultă mai mic de $\sqrt{3}$ ori faţă de cazul utilizării unei conexiuni triunghi.

Scanned by CamScanner



a) conexiune stea b) conexiune triunghi c) conexiune zig-zag

Fig. 1.27. Scheme de conexiuni şi diagramele de fazori corespunzătoare.

Pentru *conexiunea triunghi* se observă că diferenţa de potenţial dintre bornele *A* şi *X*, adică căderea de tensiune pe fază, este egală cu căderea de tensiune între bornele *A* şi *B*, adică cu tensiunea de linie: $U_L = U_f$. În mod analog se observă că valoarea curentului ce iese din borna A (curentul de linie) este egală cu cea a curentului care intră în faza A plus a celui care iese din faza C,: $\underline{I}_L = \underline{I}_A = \underline{I}_{AC} = \underline{I}_{AX} - \underline{I}_{CZ}$, adică $I_L = \sqrt{3} I_f$. De aceea, conexiunea triunghi este utilizată cu precădere pe partea de joasă tensiune a transformatoarelor de putere, acolo unde curenţii sunt foarte mari, pentru a reduce de $\sqrt{3}$ ori curentul de fază (respectiv secţiunea conductorului) faţă de cazul utilizării unei conexiuni stea.

Pentru *conexiunea zigzag* rezultă din figura 1.27.c că:

$$U_{OB} = \sqrt{3} U_B' = \sqrt{3} \frac{U_f}{2} \Rightarrow U_L = U_{AB} = \sqrt{3} U_{OB} = \frac{3}{2} U_f \qquad (1.75)$$

Scanned by CamScanner

Deci, pentru acelaşi număr de spire tensiunea de linie la conexiunea zigzag este $U_{L_z} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{L_Y}$, adică 0,866 din tensiunea de linie pentru conexiunea stea. Pentru obţinerea aceleiaşi tensiuni în cazul conexiunii zigzag trebuie folosit de $\frac{1}{0{,}866} = 1{,}15$ ori mai mult material conductor faţă de cazul utilizării conexiunii stea. Asemănător conexiunii stea, curentul de fază este egal cu curentul de linie în cazul conexiunii zigzag – aşa cum rezultă din figura 1.27.c, curentul de linie ce intră în borna *A* este egal cu curentul ce străbate prima semibobină a fazei *A*.

Conexiunea zigzag se foloseşte de obicei pe partea de joasă tensiune a transformatoarelor de distribuţie, combinând avantajele atât ale conexiunii stea cât şi ale conexiunii triunghi şi, de asemenea, permiţând scoaterea conductorului neutru [3,6].

Grupa de conexiune reprezintă defazajul dintre tensiunile omoloage de linie, măsurat în sens orar, de la înaltă tensiune către joasă tensiune, împărţit la 30°. Grupele de conexiuni iau valori de la 1 la 12 şi sunt pare atunci când în primar şi secundar sunt aceleaşi scheme de conexiuni (de exemplu, Yy6, Dd12) şi impare când sunt scheme de conexiuni diferite (de exemplu, Dy5, Yd1).

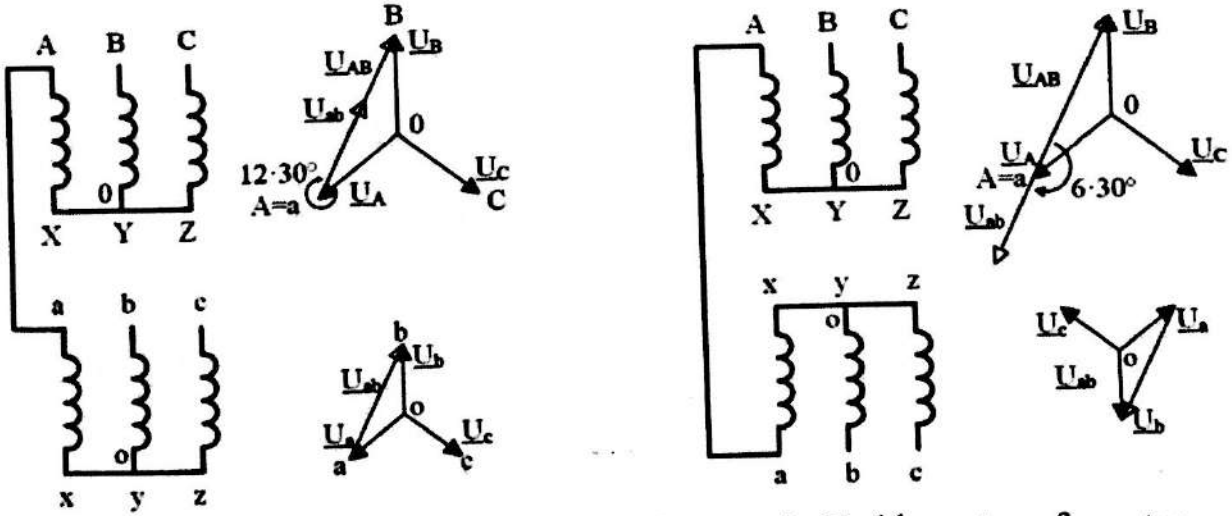


Fig. 1.28. Grupele de conexiune Yy12 şi respectiv Yy6 la un transformator.

În figura 1.28 sunt reprezentate grupele de conexiune Yy12 şi Yy6 ale unui transformator trifazat. Se observă că defazajele dintre tensiunea de linie a înfăşurării înaltei tensiuni $\underline{U}_{AB}$ şi tensiunea de linie omoloagă a joasei tensiuni $\underline{U}_{ab}$ sunt 360° în primul caz şi respectiv 180° în al doilea caz. Împărţind acest defazaj la 30° rezultă pentru primul caz grupa de conexiune 12 şi grupa 6 în cazul al doilea.

Scanned by CamScanner

Dacă se permută o singură dată bornele *a, b, c* ale secundarului transformatorului (borna *a* devine *b*, *b* devine *c* ş.a.m.d.), atunci la grupa de conexiuni se mai adaugă 4, corespunzător defazajului de 120° dintre două faze succesive, împărţit la 30°. În acest mod se pot obţine toate combinaţiile de grupe de conexiuni pentru conexiunea Yy, respectiv 2, 4, 6, 8, 10 şi 12.

În mod practic însă, nu se fac toate permutaţiile bornelor şi nu se folosesc toate grupele. Grupele de conexiuni cele mai folosite sunt 6 şi 12 pentru scheme de conexiuni identice (Yy, Dd, sau Dz) şi respectiv 5 şi 11, pentru scheme de conexiuni diferite (Yd, Dy, sau Yz), după cum urmează [6]:

- ✓ Yy - 12 la transformatoarele de distribuţie;
- ✓ Dy - 5 la transformatoarele coborâtoare pentru iluminatul public;
- ✓ Yd - 5 la transformatoarele ridicătoare din centralele electrice şi staţiile de producere a energiei;
- ✓ Yz - 5 la transformatoarele coborâtoare de distribuţie.

Observaţie: Conexiunea zigzag se comportă ca o conexiune triunghi, schemele de conexiune Dz având grupe pare, iar schemele de conexiune Yz având grupe impare.

Grupa de conexiune 12 este echivalentă cu grupa de conexiune 0, reprezentând un defazaj de 0° sau 360°.

1.5.3. Transformatoare – redresoare

Transformatoarele redresoare (*Transformer Rectrifier Units* – T.R.U.) sunt utilizate în industria aeronautică pentru a transfera energie electrică de la sistemul de curent alternativ la sistemul de curent continuu al aeronavelor, în principal pentru a încărca bateriile de acumulatoare şi a furniza energia necesară aparatelor de comandă şi control [10].

Sistemul T.R.U. este realizat dintr-un transformator trifazat cu înfăşurarea primară conectată în stea, având prevăzute *două înfăşurări secundare, una conectată în triunghi şi una în stea*, ca în figura 1.29. Înfăşurarea secundară conectată în triunghi are un număr de spire de $\sqrt{3}$ ori mai mare decât înfăşurarea secundară conectată în stea, astfel încât să aibă tensiunile de linie egale. Aceste înfăşurări sunt conectate în paralel prin două punţi de redresare. Deoarece sistemul tensiunilor trifazate ale celor două înfăşurări sunt defazate cu 30° între ele, rezultă un sistem de tensiuni hexafazat, ceea ce facilitează prin redresare obţinerea unei tensiuni de c.c. mai netede. Sistemul T.R.U. este prevăzut şi cu un sistem de relee termice care deconectează transformatorul în cazul depăşirii temperaturii maxime, ce poate fi de 150°C sau chiar 200°C. Aceste relee de protecţie sunt alimentate în curent continuu de la sistemul aeronavei care nu are legătură cu tensiunea furnizată în secundarul T.R.U.

Scanned by CamScanner

Față de transformatoarele de putere uzuale ce funcționează la 50 de Hz, transformatoarele și mașinile electrice de curent alternativ utilizate în aeronautică sunt alimentate la frecvența de 400 Hz. Frecvența mărită permite, la aceeași tensiune, reducerea fluxului magnetic, respectiv a secțiunii (dimensiunii) circuitului magnetic, a gabaritului și a greutății mașinii. De asemenea, o frecvență mai mare înseamnă valori superioare ale reactanțelor, curenți reduși prin înfășurări și deci posibilitatea realizării acestora cu secțiuni mai mici și greutăți mai mici.

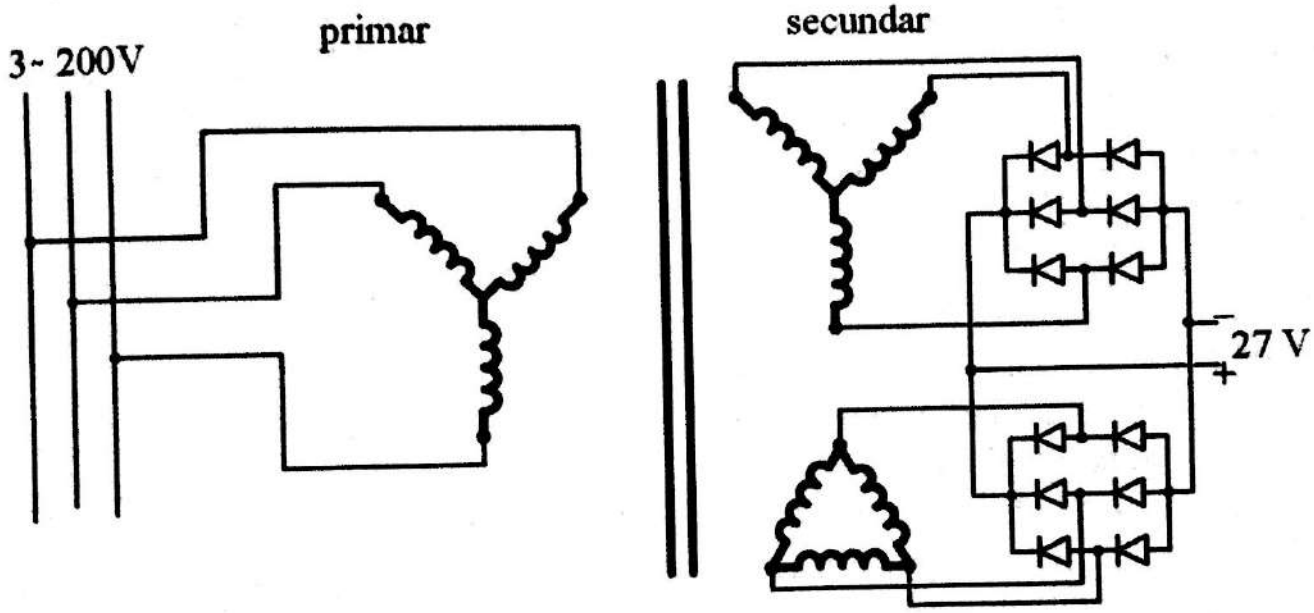


Fig. 1.29. Grup transformator – redresor cu 12 pulsuri utilizat în industria aeronautică.

Sistemele T.R.U. au valori standardizate ale mărimilor electrice de intrare și ieșire după cum urmează:

- ✓ tensiunea de intrare 200 V c.a. trifazat (în unele cazuri pot fi adoptate și soluții monofazate);
- ✓ frecvența de alimentare 400 Hz – frecvență specifică domeniului aeronautic;
- ✓ tensiunea la ieșire, după blocul de redresare, 26 V c.c.;
- ✓ curentul furnizat până la 110 A.

Scanned by CamScanner

2. Maşina de curent continuu

2.1. Introducere

Maşina de curent continuu este un convertor electromecanic cu bornele conectate la o reţea de curent continuu, care transformă energia electrică în energie mecanică atunci când funcţionează în *regim de motor* şi energia mecanică în energie electrică când funcţionează în *regim de generator*. Maşina de curent continuu poate funcţiona şi în *regim de frână electromagnetică* atunci când transformă atât energia mecanică primită la ax cât şi energia electrică primită la borne, în căldură.

Principiul maşinii electrice a fost descoperit odată cu legea inducţiei electromagnetice de către Michael Faraday (1831) sub forma maşinii de curent continuu unipolare, numite şi discul lui Faraday. Prima construcţie a unei maşini de curent continuu este atribuită lui William Ritchie care a realizat în anul 1833 un generator ce avea patru bobine în rotor, colector şi perii. Un an mai târziu, în 1834, Moritz Hermann Jacobi este primul dintre mulţii cercetători ai timpului care reuşeşte să patenteze un motor electric de c.c. funcţional.

2.2. Construcţia maşinii de c.c.

Similar maşinilor electrice studiate, principiul de funcţionare al maşinii de c.c. *se bazează pe legea inducţiei electromagnetice*. Asemenea oricărei alte maşini electrice rotative, maşina de c.c. are *două armături*. Acestea se numesc armături deoarece sunt realizate din material feromagnetic, fier, fontă sau oţel, cu proprietăţi magnetice bune pentru a permite închiderea uşoară a câmpului magnetic de la o armătură la cealaltă:

- ✓ *rotorul maşinii* este de obicei armătura interioară, cilindrică a maşinii, este fixat pe axul maşinii şi se roteşte unitar cu acesta;
- ✓ *statorul* este de obicei armătura ce îmbracă la exterior armătura cilindrică rotorică şi este partea fixă a maşinii;
- ✓ între cele două armături există un *întrefier* ce permite alunecarea liberă a rotorului în cadrul armăturii statorice.

Scanned by CamScanner

Există însă şi construcţii, în special la maşini de puteri mici şi foarte mici, cu armăturile rotorului şi statorului inversate, adică armătura interioară este fixă şi armătura exterioară se roteşte.

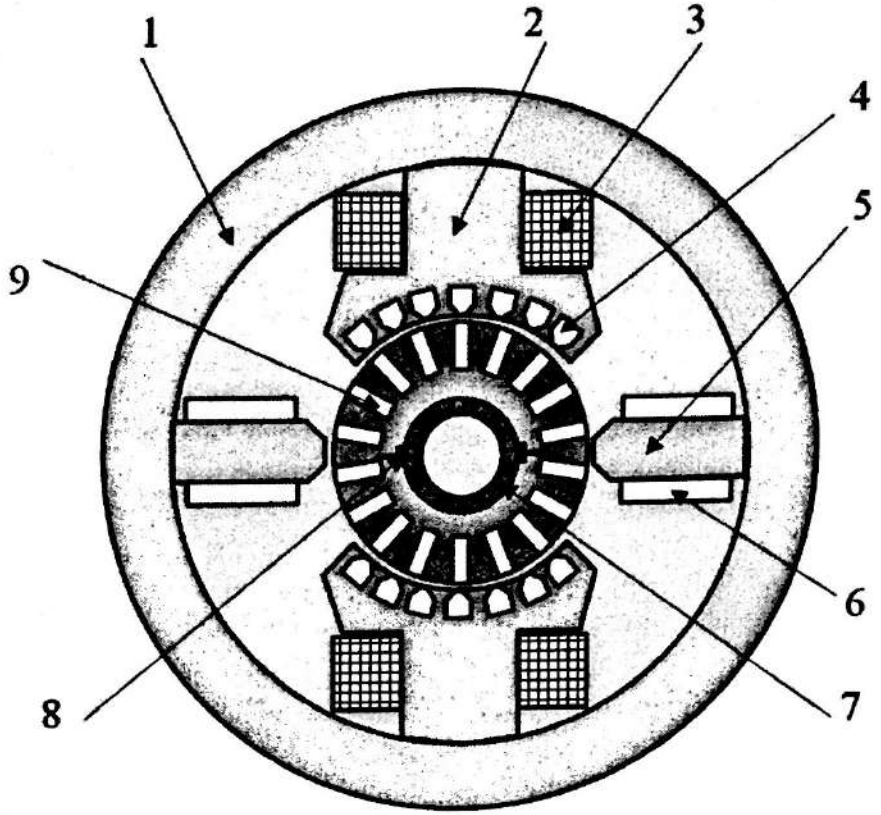


Fig. 2.1. Secţiune printr-o maşină de curent continuu: 1. jug statoric, 2. pol principal, 3. înfăşurare de excitaţie, 4. crestătura înfăşurării de compensare, 5. pol de comutaţie, 6. înfăşurare de comutaţie, 7. colector, 8. perii, 9. crestătura înfăşurării rotorice (induse).

Pe cele două armături ale oricărei maşini electrice se află *înfăşurările*, care, după rolul pe care îl au în funcţionarea maşinii, sunt:

- ✓ *înfăşurarea inductoare* este cea care produce câmpul magnetic în maşină; în cazul maşinii de curent continuu, înfăşurările inductoare se numesc *înfăşurări de excitaţie* şi se află în stator, plasate pe polii principali ai maşinii (fig. 2.1, poziţia 2);
- ✓ *înfăşurarea indusului* este cea în care se induc t.e.m. conform legii inducţiei electromagnetice. La maşina de c.c. aceasta este plasată în rotor şi se numeşte *înfăşurare de tip indus cu colector*, deoarece, aşa cum se va explica ulterior, are laturile bobinelor înfăşurărilor legate la o piesă specială numită *colector*.

Elementele constructive ale maşinii de c.c. sunt prezentate în figura 2.2. Carcasa maşinii *10* este realizată din oţel sau fontă şi are la capete scuturi ce au rolul de a centra statorul în raport cu rotorul prin fixare pe rulmenţii maşinii *2*. Tot la exterior se află cutia de borne *6* la care sunt

Scanned by CamScanner

legate periile *8* şi capetele înfăşurării de excitaţie. Fixat de carcasă, sau parte integrantă a acesteia, se află statorul pe care sunt dispuşi polii principali *5* ai maşinii. La interior, fixat pe arborele *1* cu un sistem cu pană, se află rotorul *9* ce se compune din armătura rotorică, înfăşurarea indusului *3* şi colectorul *7*.

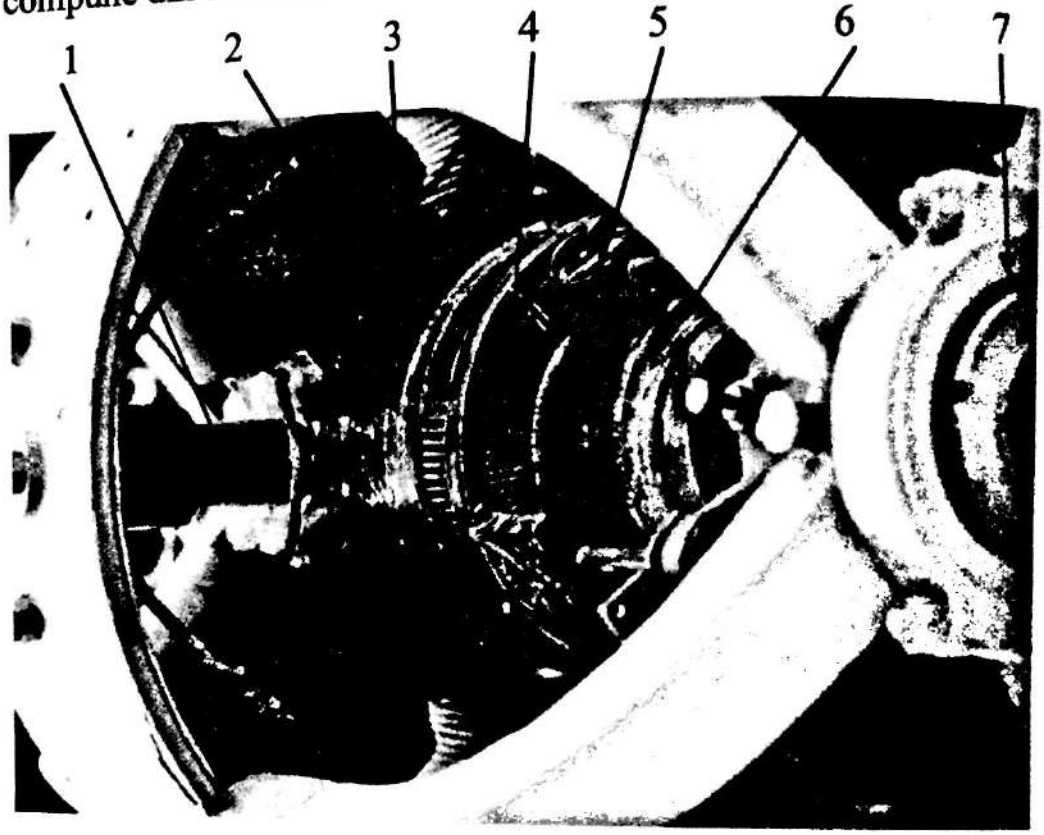


Fig. 2.2. Elementele componente ale unei maşini de curent continuu:
1. pol auxiliar, 2. înfăşurare de excitaţie, 3. pol principal,
4. steguleţ, 5. port perie, 6. colector, 7. rulment.

2.2.1. Statorul

Statorul este compus din următoarele elemente:

2.2.1.1. Polii principali

Polii principali au rolul de a produce câmpul (fluxul) magnetic principal în maşină şi sunt compuşi la rândul lor din pol şi talpă polară (v. fig. 2.1). Ei sunt plasaţi în *axa longitudinală* a maşinii, adică axa lor corespunde cu axa câmpului magnetic principal.

Maşina de c.c. are un număr p de perechi de poli, polii alăturaţi având polaritate magnetică opusă. Cele mai multe maşini au patru perechi de poli ($2p = 4$), pentru a folosi cât mai judicios spaţiul existent în secţiunea maşinii. Numărul de poli nu influenţează turaţia maşinii de curent continuu, ceea ce este diferit faţă de maşinile de curent alternativ unde turaţia depinde invers proporţional de numărul de poli.

Scanned by CamScanner

Deoarece polii sunt parcurşi de un flux magnetic staţionar, aceştia nu trebuie realizaţi din tole (nu există pierderi prin curenţi turbionari ca în cazul miezurilor parcurse de câmpuri magnetice variabile în timp). Totuşi, din motive tehnologice, la maşini de puteri mai mari, talpa polară se poate realiza din tole, care apoi se prinde cu buloane de polul masiv, sau întreg polul poate fi executat din tole şi apoi fixat de stator. Aceste tole pot să nu fie însă izolate între ele. La motoarele de c.c alimentate de la convertizoare statice de putere la care tensiunea furnizată nu este perfect continuă, apar fluxuri magnetice parazite variabile în timp, ceea ce justifică construcţia polilor şi jugurilor statorice din tole realizate din tablă silicioasă cu grosimi cuprinse uzual între 0,5 şi 1 mm, izolate între ele.

2.2.1.2. Înfăşurarea de compensare

Maşinile cu puteri peste 100 kW au prevăzute crestături în tălpile polare în care se plasează înfăşurarea de compensare ce are rolul de a compensa reacţia transversală a indusului (v. fig. 2.1 poziţia 4) [3], [6].

Urmare a prezenţei crestăturilor din rotor şi din stator câmpul magnetic prezintă ripluri: câmpul magnetic din întrefier este mai intens când se potriveşte un dinte statoric cu un dinte rotoric şi mai slab când se aliniază o crestătură rotorică cu o crestătură a înfăşurării de compensare. Această oscilaţie a câmpului magnetic la trecerea dinţilor statorici prin dreptul crestăturilor rotorice generează curenţi turbionari induşi şi deci pierderi suplimentare de dantură. Pentru diminuarea acestora, tălpile polare ale maşinilor de c.c. de dimensiuni mari ce au înfăşurare de compensare, se realizează din tole izolate între ele.

2.2.1.3. Înfăşurarea de excitaţie

Înfăşurarea de excitaţie este plasată pe polii principali (fig. 2.1, poziţia 2) formând nişte electromagneţi de curent continuu. Înfăşurările se bobinează direct pe poli la maşinile mici, în timp ce la maşinile de puteri mai mari sunt preformate prin bobinare pe un suport rigid, iar apoi bobinele sunt introduse pe pol înainte de fixarea tălpii polare de pol. Înfăşurările de excitaţie sunt realizate din conductoare izolate din cupru electrotehnic,.

Pentru ca polii magnetici succesivi să aibă polaritate opusă, curenţii prin înfăşurările lor de excitaţie trebuie să aibă sensuri opuse. Dacă înfăşurările de excitaţie ale polilor succesivi sunt bobinate în acelaşi sens, se inversează capetele de alimentare ale următoarei bobine de excitaţie; dacă bobina de excitaţie are sensul de bobinare opus bobinei anterioare, ea se alimentează pe la borne omoloage înfăşurării anterioare.

Observaţie: Sensul câmpului magnetic rezultă din regula burghiului, adică sensul de învârtire al burghiului este dat de sensul curentului în

Scanned by CamScanner

înfăşurare, iar avansul burghiului dă direcţia câmpului magnetic. Se numeşte, prin definiţie, pol nord cel din care ies liniile de câmp şi pol sud cel în care intră liniile de câmp.

2.2.1.4. Polii auxiliari (de comutaţie)

Polii auxiliari sau de comutaţie sunt polii plasaţi între polii principali, în axa periilor, numită şi *axa transversală* a maşinii. Polii de comutaţie au rolul, aşa cum le spune şi numele, de a îmbunătăţi comutaţia. În principiu, schimbarea sensului curentului prin secţia care trece de sub un pol magnetic sub celălalt generează o t.e.m. ce se opune cauzei ce a produs-o, înrăutăţind funcţionarea maşinii. În cazuri extreme, din cauza tensiunii mari dintre două lamele vecine produse de această t.e.m. autoindusă la comutaţie rezultă un arc electric ce se închide de jur împrejurul colectorului, numit *foc la colector*, un fenomen negativ ce duce la uzura prematură a colectorului.

Polii de comutaţie pot fi construiţi din oţel masiv sau din tole şi sunt prinşi cu bolţuri de jugul statoric. Talpa polilor de comutaţie are dimensiunea egală cu pasul crestăturii înfăşurării rotorice.

2.2.1.5. Jugul statorului

Asemenea jugului transformatorului, jugul statoric al maşinii de c.c. are rolul de a facilita închiderea câmpului magnetic de la un pol la altul, iar pentru aceasta el este realizat din material feromagnetic cu permeabilitate magnetică relativă μ_r mare. De obicei, jugul statoric este realizat din oţel masiv (nu din tole), sau din fontă.

2.2.1.6. Port-periile şi periile

Port-periile sunt fixate de stator şi au rolul de a menţine *periile* în contact ferm cu colectorul. Contactul alunecător ce se formează între perie şi colector realizează conexiunea electrică dintre bornele fixe de pe carcasa maşinii şi bobinele mobile rotorice.

Periile sunt realizate din grafit (sau materiale compozite pe bază de grafit), material bun conductor electric şi cu duritate mai mică decât a cuprului pentru a nu uza mecanic colectorul. *Numărul de perii este egal cu numărul de poli ai maşinii*. Periile de aceeaşi polaritate sunt conectate în paralel.

În cazul tahogeneratoarelor de c.c (generatoare de c.c. folosite ca traductoare de turaţie) periile sunt realizate din argint grafitat pentru a reduce cât mai mult căderea de tensiune pe perii.

Scanned by CamScanner

2.2.2. Rotorul

Rotorul este fixat rigid de arbore şi este centrat în raport cu statorul cu ajutorul scuturilor fixate la capetele carcasei şi al rulmenţilor. Rotorul este compus din următoarele elemente:

Miezul magnetic – este realizat din tole de 0,5..1 mm grosime, izolate între ele pentru a diminua curenţii turbionari forţând închiderea acestora printr-o secţiune mică dată de grosimea unei tole. Miezul este prevăzut cu un număr par Z de crestături, în care se află laturile de ducere şi de întoarcere ale înfăşurării rotorice (indusului). Porţiunea de miez magnetic situat spre arborele maşinii se numeşte *jugul rotorului* (v. fig.2.1) şi are rolul de închidere a fluxul magnetic.

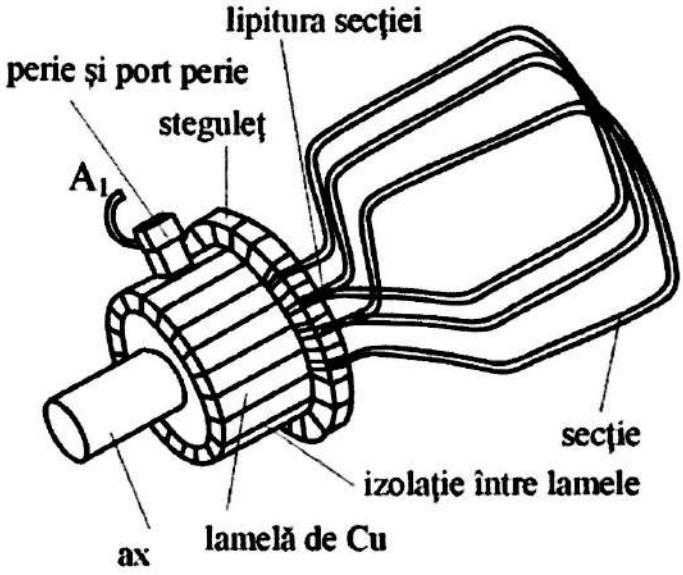


Fig. 2.3. Conectarea secţiilor la colector.

Înfăşurarea indusului cu colector – este plasată în crestăturile rotorului şi este realizată din *secţii* înseriate între ele. Secţia reprezintă partea din circuitul înfăşurării care are capetele legate la două lamele succesive. Astfel, toate laturile de ducere şi toate laturile de întoarcere ale tuturor secţiilor înfăşurării sunt legate fiecare la câte o lamelă a colectorului, numărul laturilor secţiilor fiind egal cu numărul total de lamele ale colectorului (fig. 2.3).

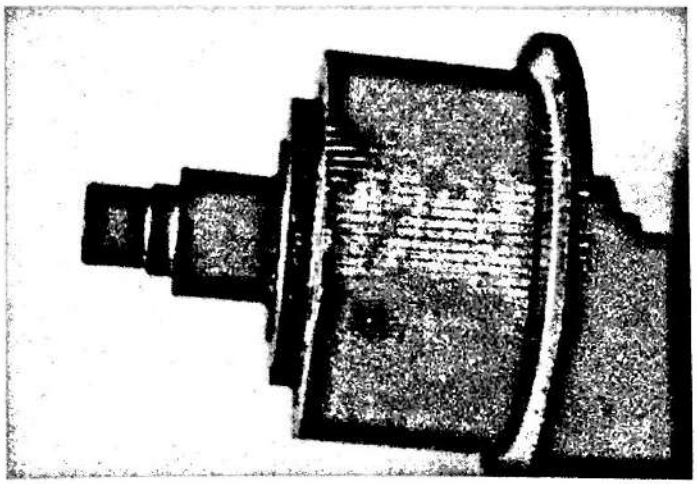


Fig. 2.4. Colectorul maşinii de c.c.

Colectorul este o piesă de formă cilindrică montată pe axul maşinii în continuarea miezului rotoric şi este format din lamele de cupru cu aceeaşi lăţime, izolate între ele şi dispuse circular (fig. 2.4). Fiecare lamelă are în prelungire către rotor un *steguleţ* prevăzut cu o crestătură în care se introduce conductorul laturii unei secţii. Colectorul este componenta cea mai scumpă a maşinii de curent continuu, fiind realizat cu precizie tehnologică ridicată şi echilibrat dinamic.

Scanned by CamScanner

Lungimea colectorului depinde de curentul ce străbate periile; astfel, în cazul curenților mari, pe aceeași port-perie pot fi înșiruite mai multe perii pentru a realiza o suprafață mai mare de contact și pentru a diminua densitatea de curent prin perie.

Corespunzător unui număr Z de crestături în rotor, dacă în fiecare crestătură există u laturi de ducere sau u laturi de întoarcere ale secțiilor, rezultă numărul K de lamele la colector: $K = uZ$. Se spune în acest caz că o crestătură are u *crestături elementare*. Cu cât numărul de crestături elementare u este mai mare, cu atât numărul de lamele K este mai mare, comutația este mai bună, iar tensiunea obținută la bornele generatorului este mai aproape de o tensiune continuă.

2.3. Principiul de funcționare

Orice mașină electrică rotativă poate funcționa atât în *regim de motor*, atunci când convertește energia electrică în energie mecanică, cât și în *regim de generator*, atunci când transformă energia mecanică primită la axul rotoric în energie electrică la borne. În continuare se va explica principiul de funcționare al mașinii de c.c. în cele două regimuri de funcționare.

2.3.1. Regimul de generator

Așa cum s-a explicat, mașina de c.c. se bazează pe fenomenul inducției electromagnetice descris de legea lui Faraday:

$$u_e = \oint_{\Gamma} \bar{E} \cdot d\bar{l} = -\frac{\partial \phi_{S_\Gamma}}{\partial t} = -\frac{d}{dt}\int_{S_\Gamma} \bar{B} \cdot \bar{n} dA = -\int_{S_\Gamma} \frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \cdot \bar{n} dA + \oint_{\Gamma} (\bar{v} \times \bar{B}) \cdot d\bar{l} \quad (2.1)$$

unde u_e este t.e.m. indusă, $\bar{E}$ [V/m] intensitatea câmpului electric, ϕ [Wb] fluxul magnetic, $\bar{B}$ [T] vectorul inducției magnetice, A[m^2] este aria spirei în care se induce t.e.m., $\bar{n}$ normala la suprafața creată de spiră, $\bar{v}$ viteza periferică a laturii spirei în mișcare, iar $d\bar{l}$ elementul de lungime în direcție axială.

Dacă se consideră doi magneți permanenți plasați ca în figura 2.5 între care se învârte o spiră plasată la periferia unui cilindru magnetic, atunci în aceasta se induce o t.e.m. de forma:

Scanned by CamScanner

$$u_e = \oint_{\Gamma} (\bar{v} \times \bar{B}) \cdot \mathrm{d}l = \int_0^l \left[\bar{v} \times \bar{B}(\alpha)\right] \cdot \mathrm{d}l + \int_0^l \left[-\bar{v} \times \bar{B}(\alpha + \pi)\right] \cdot \mathrm{d}l = \tag{2.2}$$

$$= v l_i B_\delta(\alpha) - v l_i B_\delta(\alpha + \pi) = 2 v l_i B_\delta(\alpha)$$

deoarece câmpul magnetic sub poli este constant şi deci primul termen din legea inducţiei electromagnetice (ec. (2.1)) este nul. În relaţia (2.2) s-a notat cu l_i lungimea ideală a conductorului care este egală cu lungimea miezului magnetic din figura 2.5, iar B_δ este inducţia magnetică în întrefierul δ.

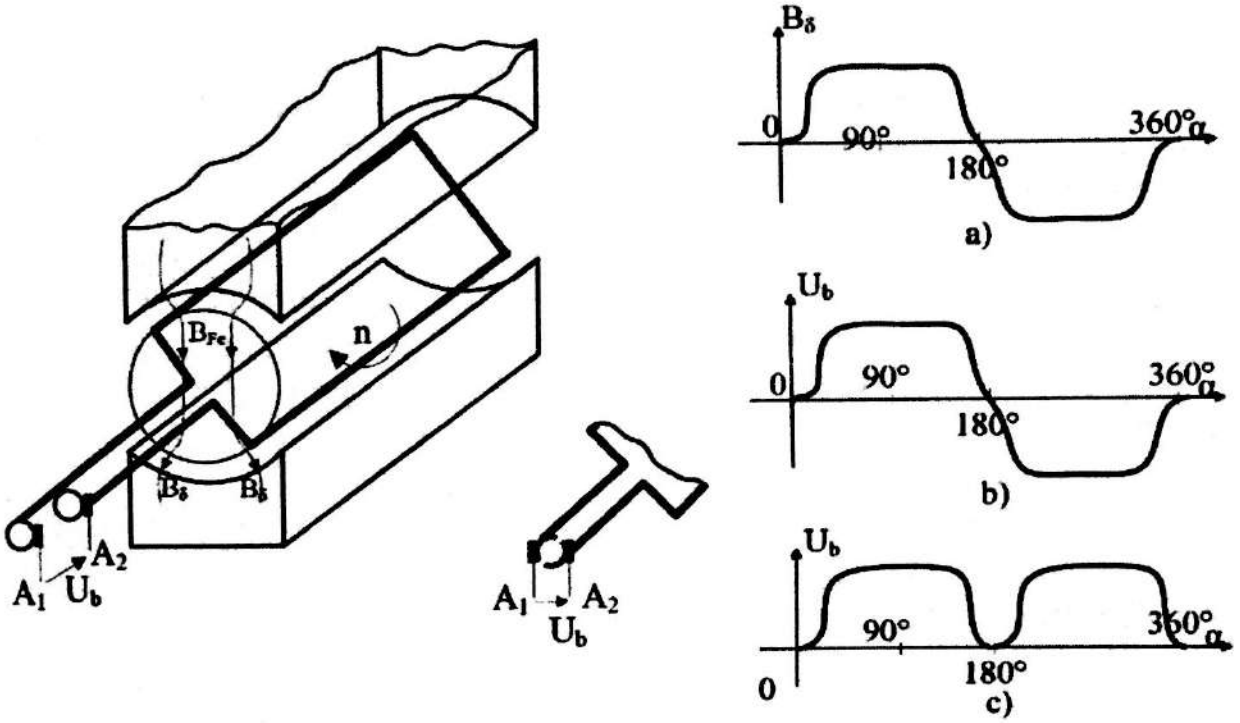


Fig. 2.5. Rotirea unei spire în câmpul magnetic produs de doi magneţi permanenţi.

Din relaţia (2.2) se observă că tensiunea la bornele A_1A_2 este o tensiune alternativă (fig. 2.5.b) care are forma curbei inducţiei magnetice de sub cei doi poli $B_\delta(\alpha)$ (fig. 2.5.a) şi depinde de unghiul α.

Pentru a obţine la bornele A_1A_2 o tensiune cu ambele alternanţe pozitive, inelele conectate la cele două laturi ale spirei (secţiei) din figura 2.5 pe care calcă periile conectate la bornele A_1A_2 sunt înlocuite cu un sistem cu două lamele semicirculare, izolate între ele. În acest mod, la trecerea laturii spirei de sub un pol sub celălalt, lamela semicirculară legată la acea latură trece şi ea de sub o perie sub cealaltă schimbând polaritatea tensiunii la borne U_b. Astfel, alternanţa negativă a tensiunii la borne devine pozitivă, iar forma tensiunii la bornele A_1A_2 devine ca cea din figura 2.5.c).

Scanned by CamScanner

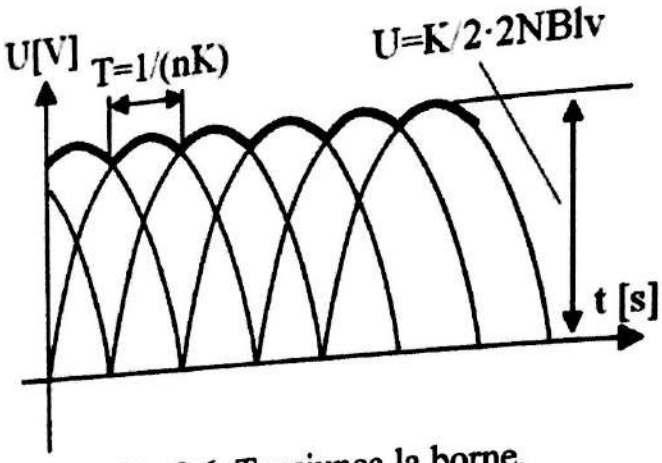


Fig. 2.6. Tensiunea la borne.

Faţă de modelul anterior al unei secţii ce se roteşte între doi poli magnetici, rotorul maşinii de c.c. prezintă un număr mare de *secţii* în care, prin rotire sub polii principali ai maşinii, se induc t.e.m. conform relaţiei (2.2). Dacă inelul alunecător de sub perie este înlocuit cu un colector format dintr-un număr de segmente de cerc (lamele) egale cu numărul laturilor secţiilor rotorice, se obţine o tensiune redresată ca în figura 2.6 prin însumarea mai multor tensiuni de forma prezentată în figura 2.5.c) pentru o singură spiră. Prin înserierea secţiilor şi legarea capetelor acestora la lamele ca în figura 2.3, tensiunea redresată astfel obţinută va avea un număr K de pulsuri la o rotaţie completă a rotorului, K fiind numărul de lamele la colector. Tensiunea redresată are deci o formă cu atât mai netedă, mai apropiată de c.c., cu cât numărul de lamele este mai mare.

În *regim de generator*, colectorul maşinii de c.c. are rol de *redresor mecanic,* convertind tensiunea alternativă indusă în secţiile înfăşurării rotorului într-o tensiune continuă la bornele maşinii.

Observaţie: Maşina de curent continuu este de fapt o maşină de curent alternativ la interior, tensiunea indusă în secţiile rotorului fiind alternativă, şi de curent continuu la exterior (la borne). Această conversie din curent continuu în curent alternativ este realizată de colector. Până la dezvoltarea electronicii de putere (diode, tranzistoare, tiristoare etc.) şi a convertizoarelor statice de putere, colectorul maşinilor de c.c. a fost practic singurul echipament care a permis o asemenea conversie. În mod implicit avantajele majore ale maşinii de curent continuu, printre care comanda facilă a turaţiei motoarelor de c.c., au fost date de utilizarea colectorului.

Dacă în ec. (2.2) viteza se scrie ca $v = \Omega r = 2\pi n r = 2p\tau n$, în care Ω [rad/s] este viteza unghiulară, n [rot/s] turaţia, iar circumferinţa cercului $2\pi r$ este scrisă ca produs dintre numărul de poli $2p$ şi pasul polar τ, rezultă valoarea t.e.m. induse într-un conductor:

$$u_{el} = v l_i B_\delta = 2p\tau l_i B_\delta n \qquad (2.3)$$

Pentru o înfăşurare rotorică compusă din N conductoare active (fiecare spiră are două conductoare) şi $2a$ căi de curent (se consideră calea de ducere şi cea de întoarcere dintre a perechi de perii), rezultă tensiunea indusă la bornele A_1A_2 ale indusului:

Scanned by CamScanner

$$E = \alpha_i \frac{N}{2a} u_{el} = \frac{p}{a} n N \alpha_i \tau l_i B_\delta = \frac{p}{a} n N \Phi = k_e \Phi n \qquad (2.4)$$

unde s-a notat cu $\alpha_i = \frac{b_p}{\tau}$ factorul de acoperire polară raportul dintre lăţimea polului b_p şi pasul polar τ. Constanta electrică k_e a maşinii depinde de elementele constructive ale acesteia, respectiv de numărul de perechi de poli p, numărul de căi de curent $2a$ şi de numărul total de conductoare active N ale înfăşurării indusului.

2.3.2. Regimul de motor

În regim de motor maşina de c.c. este alimentată pe la bornele A_1A_2 ale indusului cu o tensiune continuă. Motorul absoarbe o putere electrică egală cu produsul dintre tensiunea la borne şi curent, pe care o converteşte în putere mecanică la ax, respectiv cuplu M [Nm] şi turaţie n [rot/min].

Pentru a detalia principiul de funcţionare ca motor al maşinii de c.c. se foloseşte o explicaţie analoagă funcţionării în regim de generator prin considerarea unei spire ce se învârte în câmpul magnetic constant produs de doi magneţi, ca în figura 2.7. Forţa exercitată asupra conductorului este o forţă electrodinamică de tip Laplace egală cu:

$$\overline{F} = \int d\overline{F} = \int_0^l (I \cdot d\bar{l}) \times \overline{B}_\delta = L_i I_a B_\delta \qquad (2.5)$$

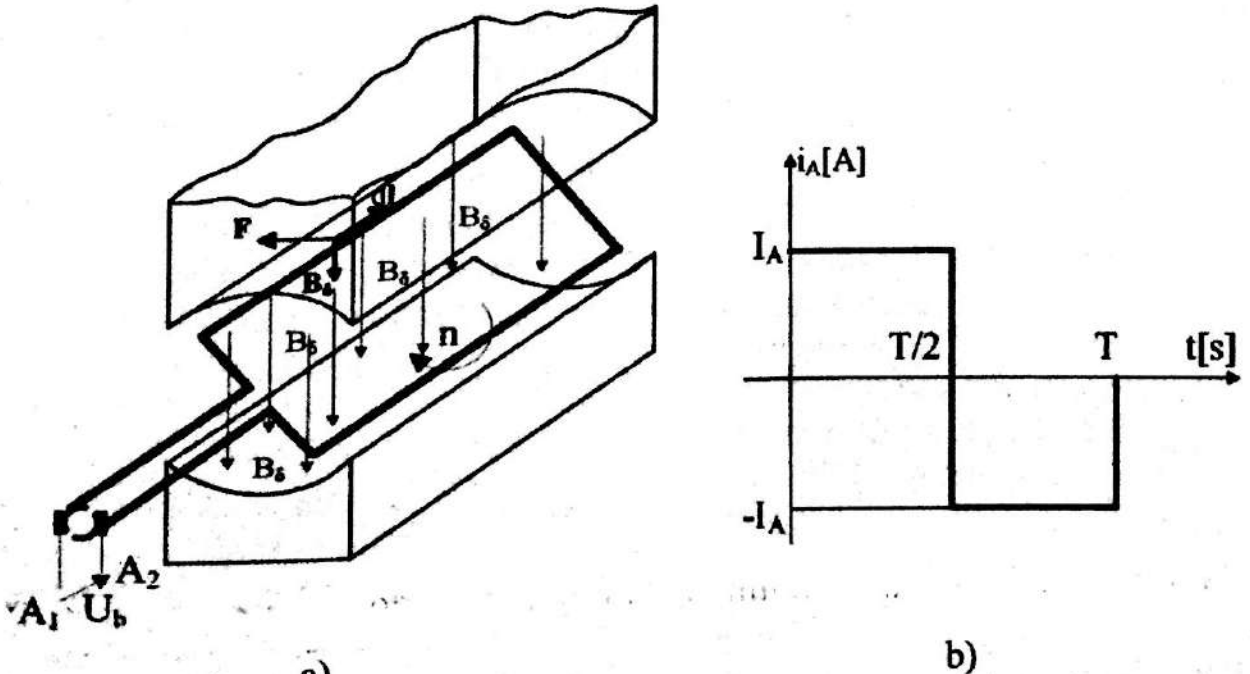


Fig. 2.7. Explicativă pentru funcţionarea motorului de c.c.:
a) rotirea spirei între doi poli magnetici, b) forma curentului prin spiră.

Scanned by CamScanner

Sensul forţei Laplace, aşa cum este arătat în figura 2.7.a), este dat de produsul vectorial definit prin ecuaţia (2.5) şi poate fi identificat cu ajutorul *regulii mâinii stângi*: când palma mâinii stângi este plasată astfel încât vectorul inducţiei magnetice $\overline{B}$ o înţeapă şi degetele lipite sunt îndreptate în sensul parcurgerii curentului în conductor $id\overline{l}$, degetul mare depărtat arată sensul forţei $\overline{F}$. Forţele ce acţionează asupra celor două laturi ale spirei, latura de ducere şi cea de întoarcere, au sensuri opuse şi creează un cuplu ce tinde să rotească spira.

Pentru ca spira să îşi continue sensul de rotaţie, cuplul dat de forţa Laplace $\overline{F}$ trebuie să îşi păstreze sensul atunci când cele două laturi ale spirei trec de sub un pol sub celălalt. Acest lucru este posibil numai dacă *sensul curentului rămâne acelaşi în latura spirei care se află sub acelaşi pol magnetic*. Deoarece cele două laturi ale spirei se învârt şi trec succesiv pe sub cei doi poli, curentul în aceste laturi trebuie să-şi schimbe sensul în mod corespunzător (v. fig. 2.7.b). Acest lucru se realizează prin conectarea laturilor la două lamele semicirculare, izolate electric între ele, pe care calcă periile conectate la bornele maşinii. Lamela corespunzătoare unei laturi trebuie să treacă de sub o perie sub peria de polaritate opusă în acelaşi timp cu trecerea laturii de sub un pol sub celălalt. În acest mod, cele două lamele formează un colector ce realizează alternanţa curentului prin spira ce se învârte. Schimbarea sensului curentului prin spira ce trece de sub un pol sub celălalt se numeşte *comutaţie*.

Acelaşi raţionament se poate face dacă în loc de o spiră sunt mai multe, fiecare dintre cele două laturi ale fiecărei spire fiind conectate la câte o lamelă. Lamelele sunt izolate între ele şi formează împreună colectorul (v. fig. 2.4). Toate spirele maşinii sunt înseriate şi contribuie împreună la formarea cuplului în maşină; forţele ce acţionează tangenţial pe laturi se însumează. Laturile spirelor aflate sub un acelaşi pol vor fi străbătute de un curent electric care are acelaşi sens, în timp ce laturile spirelor aflate sub polul opus sunt parcurse de acelaşi curent, dar cu sens opus. Laturile spirelor aflate între poli se află în comutaţie, adică curentul prin acestea schimbă de semn.

2.3.2.1. Plasarea spirelor în crestături

În realitate, spirele rotorului nu sunt plasate în aer (fig. 2.7.a), ci sunt dispuse în crestăturile rotorului realizat din tole feromagnetice ce permite închiderea facilă a câmpului magnetic [11]. Acesta se va închide preponderent prin dinţi şi nu prin crestături, deoarece permeabilitatea magnetică μ_0 a aerului este mult mai mică decât cea a fierului. De aceea, inducţia magnetică în crestăturile în care se află plasate conductoarele are o valoare neglijabilă. Conform ecuaţiei (2.5) rezultă că şi forţa Laplace ce se exercită asupra conductoarelor este neglijabilă. Totuşi acest lucru nu

Scanned by CamScanner

afectează funcţionarea maşinii, forţele electrodinamice acţionând de fapt asupra dinţilor armăturii rotorice. De aceea, forţele ce acţionează asupra rotorului motorului de c.c. se explică mai corect nu ca sumă de forţe Laplace ce se exercită asupra conductoarelor rotorice, ci folosind *teorema forţelor generalizate*. Folosind această teoremă se observă că se obţine aceeaşi relaţie pentru forţă ca cea dată de relaţia (2.5), cu menţiunea că inducţia magnetică B_δ este cea din întrefier şi nu cea din crestături unde se află înfăşurarea, iar curentul I_a este cel ce străbate înfăşurarea. Din relaţia forţelor electromagnetice, se poate determina expresia cuplului ca produs al forţelor tangenţiale înmulţite cu braţul forţei.

O deducere mai simplă a cuplului se poate obţine din expresia puterii electromagnetice [3]. De asemenea, se observă că secţiile înfăşurării rotorului sunt străbătute de un flux magnetic ce nu depinde de faptul că secţiile ar fi plasate la nivelul întrefierului (în aer), sau că sunt dispuse în crestături. Din legea inducţiei electromagnetice relaţia (2.1) rezultă că t.e.m. indusă, ca derivată a fluxului magnetic, are valoarea dată prin ecuaţia (2.4) şi nu depinde de modul de plasare a conductoarelor înfăşurării rotorice. Puterea electromagnetică rezultă:

$$P_e = U_e I = \frac{p}{a} n N \Phi I = M_e \Omega \tag{2.6}$$

unde s-a notat cu M_e [Nm] cuplul electromagnetic, iar Ω [rad/s] este viteza unghiulară. Din relaţia (2.6) se poate obţine expresia cuplului electromagnetic:

$$M_e = \frac{P_e}{\Omega} = \frac{P_e}{2\pi n} = \frac{1}{2\pi}\frac{p}{a} N I \Phi = k_M \Phi I \tag{2.7}$$

în care constanta mecanică este $k_M = \frac{1}{2\pi} k_e$, celelalte mărimi având semnificaţia din ecuaţia (2.4).

2.4. Înfăşurări de tip indus cu colector

Înfăşurările de tip indus cu colector sunt realizate din *spire* înseriate plasate în crestături. Fiecare spiră este realizată dintr-un *conductor de ducere* şi un *conductor de întoarcere*. Mai multe spire înseriate cu conductoarele plasate în aceleaşi crestături, conectate la două lamele succesive în schema înfăşurării formează o *secţie*. Mai multe secţii ce se bobinează împreună şi ocupă una sau mai multe crestături comune, formează *o bobină*.

Scanned by CamScanner

După modul în care sunt bobinate secţiile, înfăşurările maşinilor electrice de curent continuu sunt de două tipuri: *înfăşurări buclate* şi *înfăşurări ondulate.*

2.4.1. Înfăşurările buclate

Înfăşurările buclate se pot realiza ca *înfăşurări buclate simple* (fig. 2.8), care au capetele secţiilor legate la lamele succesive şi *înfăşurări buclate multiple* la care capetele secţiilor se leagă din m în m lamele. La înfăşurările buclate simple *pasul rezultant al înfăşurării* este $y = 1$, iar la cele multiple pasul rezultant este $y = m$, cu m ordinul de multiplicitate. Practic, o înfăşurare buclată multiplă este formată din m înfăşurări buclate simple care sunt conectate în paralel prin intermediul periilor. Pentru aceasta, periile trebuie să acopere cel puţin m lamele la colector.

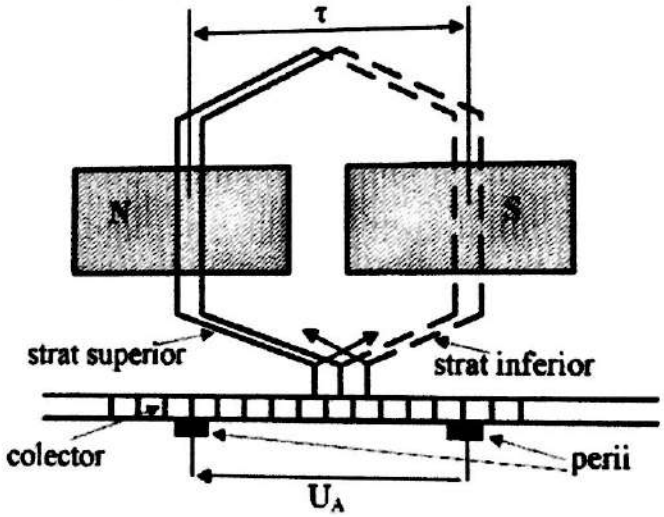


Fig. 2.8. Reprezentarea schematică a înfăşurării buclate.

Înfăşurările buclate se realizează în *două straturi*: latura de ducere a secţiei se plasează în partea superioară a crestăturii (stratul superior), iar latura de întoarcere în partea inferioară a crestăturii (stratul inferior). Astfel, în fiecare crestătură rotorică se vor afla două laturi ale unor secţii diferite.

Înfăşurările buclate simple se fac pentru curenţi de până la 500 A şi au un număr de căi de curent în paralel egal cu numărul de perechi de poli $2a = 2p$. Pentru maşini de puteri mai mari se folosesc înfăşurări buclate multiple la care numărul de căi de curent este multiplicat cu ordinul m al înfăşurării $2a = 2mp$ [12].

2.4.2. Înfăşurări ondulate

Sunt înfăşurări de c.c. tip indus cu colector la care capetele aceleiaşi secţii se leagă la lamele aflate la o distanţă aproximativ egală cu o perioadă (fig. 2.9), ce corespunde unei perechi de poli. Dacă $y < \frac{K}{p}$ înfăşurarea este

Scanned by CamScanner

neîncrucişată, iar dacă $y > \frac{K}{p}$ înfăşurarea este *încrucişată*. Ţinând cont că $y = \frac{K \mp m}{p}$, pentru $m = 1$ înfăşurarea se numeşte *ondulată simplă*, iar pentru $m > 1$ se numeşte *ondulată multiplă*. Pentru o înfăşurare ondulată multiplă, peria trebuie să calce pe m lamele succesive.

Înfăşurările ondulate simple au un număr de căi de curent în paralel $2a = 2$ şi au nevoie numai de două perii, una cu polaritate pozitivă şi una negativă. Ţinând cont că densitatea de curent uzuală pe perie este $J = 0{,}1..0{,}12$ A/mm^2 şi de numărul redus de căi de curent, curentul maxim din indus este limitat. Pentru diminuarea dimensiunii periei se pot utiliza p perechi de perii legate în paralel, unde p reprezintă numărul de perechi de poli. Maşinile ce folosesc acest tip de înfăşurări pot avea uzual 400..600V, dar puteri reduse [12].

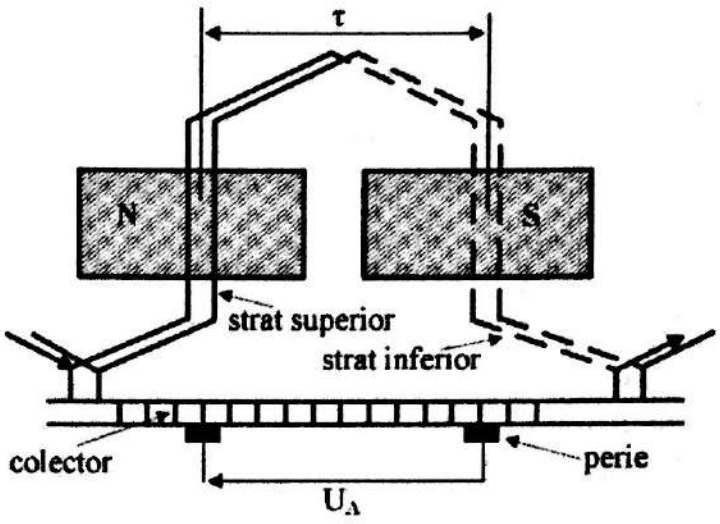


Fig. 2.9. Reprezentarea schematică a înfăşurării ondulate.

2.4.3. Elementele înfăşurărilor de tip indus cu colector

Primul pas al înfăşurării y_1 (sau pasul la ducere) este egal cu distanţa măsurată în lamele la colector, sau în crestături elementare, dintre latura de ducere şi cea de întoarcere a unei secţii. Conform principiului de funcţionare al motorului de c.c. explicat anterior, conductoarele aflate sub poli diferiţi trebuie să fie parcurse de curenţi opuşi pentru a se crea forţe ce dau cuplu în aceeaşi direcţie. Deci, dacă curentul în conductoarele de ducere ale unei secţii are un sens, în conductoarele de întoarcere curentul are sensul opus, ceea ce înseamnă că ele trebuie să se afle sub poli diferiţi. Ca urmare, distanţa dintre latura de ducere şi cea de întoarcere a secţiei, numită şi *deschiderea secţiei*, egală cu y_1, trebuie să fie egală sau aproximativ egală cu pasul polar $\tau_p = \frac{K}{2p}$, indiferent de tipul înfăşurării, buclată sau ondulată.

Scanned by CamScanner

După valoarea primului pas al înfăşurării, înfăşurările se clasifică în:

- ✓ *înfăşurări diametrale* când $y_1 = \tau_p$,
- ✓ *înfăşurări cu pas scurtat* când $y_1 < \tau_p$,
- ✓ *înfăşurări cu pas alungit* când $y_1 > \tau_p$.

Al doilea pas al înfăşurării y_2 (sau pasul de întoarcere) este egal cu distanţa măsurată în lamele la colector dintre latura de întoarcere şi latura de ducere cu care aceasta este înseriată.

Relaţiile dintre paşii înfăşurărilor sunt următoarele:

- ✓ pentru înfăşurările buclate $y = y_1 - y_2$,
- ✓ pentru înfăşurările ondulate $y = y_1 + y_2$.

În figura 2.10 este reprezentată schema desfăşurată a unei înfăşurări buclate simple care are $Z = 8$ crestături şi o pereche de poli $p = 1$. Secţiile sunt realizate în formă de bucle care sunt înseriate unele după celelalte – latura de întoarcere a unei secţii este legată la latura de ducere a următoarei secţii şi formează o *înfăşurare închisă* – latura de întoarcere a ultimei secţii este înseriată cu latura de ducere a primei secţii. De asemenea, fiecare din laturile secţiilor sunt legate la câte o lamelă la colector.

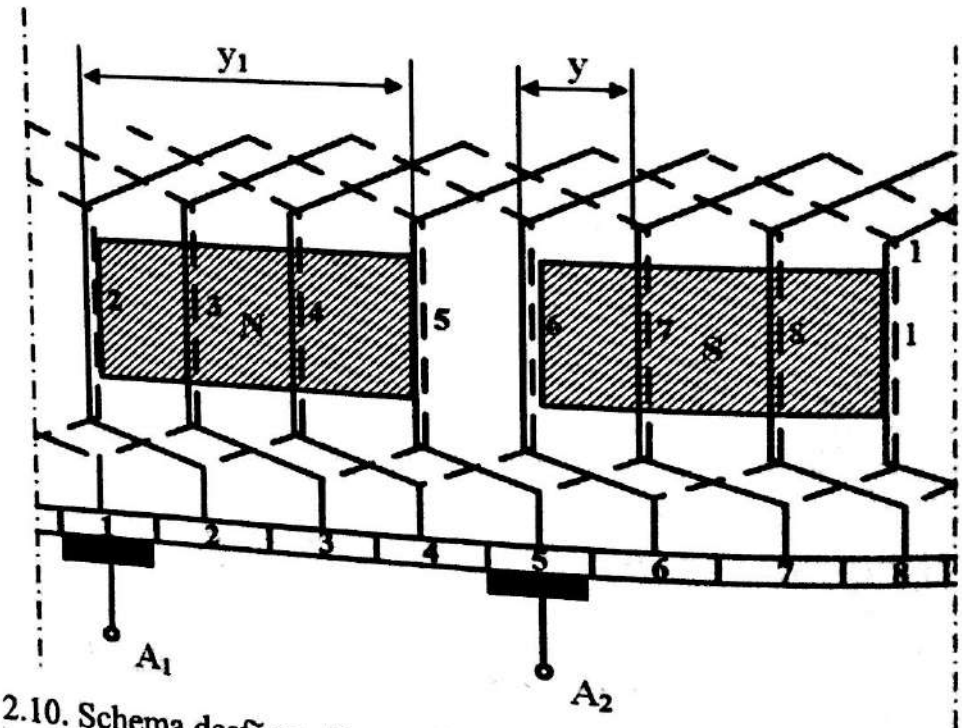


Fig. 2.10. Schema desfăşurată a unei înfăşurări buclate simple cu 8 crestături.

Pasul rezultant al înfăşurării este $y = 1$, fiind o înfăşurare ondulată simplă, iar pasul de ducere este egal (sau aproximativ egal) cu pasul diametral $y_\tau = Z/2p = 4$. Înfăşurarea din figura 2.10 este realizată cu pasul scurtat $y_1 = 3$.

Scanned by CamScanner

Modul de conectare al secţiilor este prezentat în figura 2.11, pentru un anumit moment de timp. Se observă că pentru înfăşurarea buclată simplă numărul de căi de curent este $2a = 2p = 2$, iar numărul de perii este egal cu numărul de poli. Schema electrică a secţiilor permite observarea sensului curentului prin secţii la un moment dat. Secţiile plasate sub acelaşi pol sunt parcurse de curenţi cu acelaşi sens, iar secţiile aflate sub polul opus sunt parcurse de curenţi cu sensuri opuse.

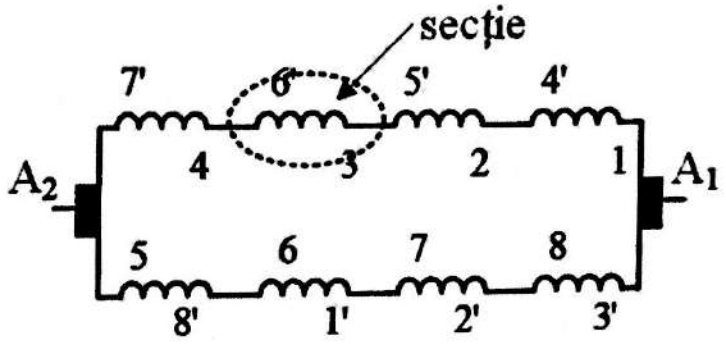


Fig. 2.11. Schema electrică a secţiilor la un moment dat.

Notaţia consacrată a bornelor indusului maşinii de c.c. (bornele scoase la cutia de borne care sunt legate la perii) este A_1A_2.

Observaţie: Deoarece primele maşini de c.c. şi patentele aferente au fost realizate în SUA, marcarea bornelor indusului maşinii de c.c. cu litera A este legată de denumirea acestei înfăşurări în limba engleză, şi anume "armature coils".

2.5. Tipuri de maşini de c.c.

După modul în care este alimentată înfăşurarea de excitaţie, maşinile de curent continuu se împart în maşini:

- ✓ cu *excitaţie independentă* (sau separată) – la acest tip de maşină, (fig. 2.12.a), înfăşurarea de excitaţie este alimentată de la o sursă separată, sau independentă de înfăşurarea indusului. Aceasta conferă avantajul de a putea controla tensiunea şi respectiv curentul de excitaţie indiferent de valoarea curentului din indus sau a tensiunii la bornele indusului. Acest lucru este important mai ales când maşina funcţionează în regim de generator, când tensiunea furnizată la borne poate fi modificată prin modificarea fluxului magnetic, adică prin reglajul curentului de excitaţie, aşa cum rezultă din relaţia (2.4). Bornele înfăşurării excitaţiei independente se notează cu F_1F_2;

Scanned by CamScanner

✓ cu *excitaţie serie* – la această maşină (fig. 2.12.b), înfăşurarea de excitaţie este conectată în serie cu indusul. Maşina de c.c cu excitaţie serie este folosită preponderent în regim de motor şi mai puţin ca generator. Motorul serie se comportă total diferit de motorul cu excitaţie independentă sau derivaţie, deoarece faţă de acestea, curentul de excitaţie nu mai este constant, ci se modifică odată cu curentul din indus (de sarcină).

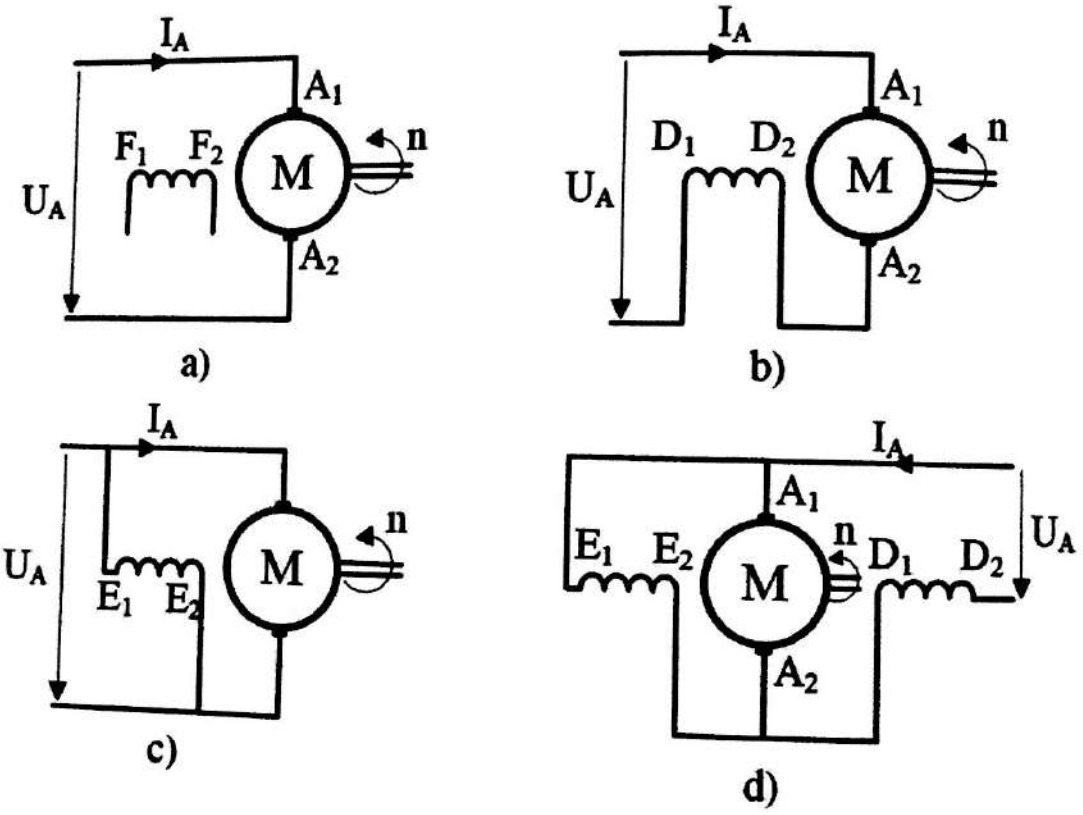


Fig. 2.12. Tipuri de maşini de curent continuu: a) cu excitaţie independentă, b) cu excitaţie serie, c) cu excitaţie derivaţie şi d) cu excitaţie compound.

✓ cu *excitaţie derivaţie* – la această maşină, fig. 2.12.c), înfăşurarea de excitaţie are bornele notate E_1E_2 şi este conectată în paralel (derivaţie) faţă de bornele indusului A_1A_2. În regim de motor, maşina de c.c. cu înfăşurare separată şi cea cu excitaţie derivaţie se comportă asemănător. De obicei, maşinile cu excitaţie independentă au tensiunea nominală la bornele de excitaţie egală, sau apropiată cu tensiunea de la bornele indusului, iar acestea pot fi conectate în ambele moduri, şi cu excitaţie independentă şi derivaţie. La generator lucrurile sunt diferite, deoarece la generatorul derivaţie variaţia tensiunii la borne produce o modificare a curentului de excitaţie şi deci a fluxului magnetic în maşină. La generatorul cu excitaţie independentă se pot menţine tensiunea, curentul

Scanned by CamScanner

de excitaţie constante, şi deci şi fluxul magnetic în maşină. Generatorul de c.c. cu excitaţie derivaţie are avantajul de a funcţiona autonom, adică produce putere electrică la borne fără a avea nevoie de o sursă suplimentară de tensiune pentru alimentarea circuitului de excitaţie precum generatorul cu excitaţie independentă;

- ✓ cu *excitaţie compound* – sunt maşini care au de obicei cea mai mare parte a înfăşurării de excitaţie de tip derivaţie, o mică parte fiind însă de tip serie (fig. 2.12.d)). Maşinile compound pot fi cu *compoundaj diferenţial,* la care fluxul magnetic produs de înfăşurarea de excitaţie serie se scade din fluxul produs de înfăşurarea principală derivaţie, sau cu *compoundaj adiţional,* la care fluxul magnetic produs de înfăşurarea serie se adaugă la fluxul magnetic produs de înfăşurarea derivaţie. Astfel, la maşina compound sunt utilizate parţial avantajele ambelor tipuri de înfăşurări. La generatoarele de c.c. cu compoundaj adiţional, la creşterea curentului de sarcină creşte fluxul serie ce se adaugă peste fluxul principal în maşină astfel încât t.e.m. creşte compensând căderea de tensiune pe rezistenţa înfăşurării indusului. Acest generator are proprietatea că menţine o tensiune aproape constantă pe un interval mai mare al curentului de sarcină.

Înfăşurările de excitaţie de tip serie sunt parcurse de curenţi egali cu curenţii nominali şi au rezistenţe mici astfel încât pierderile Joule $P_J = RI^2$ să fie reduse. În contrast, înfăşurările derivaţie sunt înfăşurări parcurse de curenţi mici ce nu depăşesc uzual 10% din curentul nominal al maşinii. Pierderile Joule sunt de tipul $P_J = U^2 / R$, deoarece tensiunea U la bornele înfăşurării este impusă. Pentru a diminua aceste pierderi rezistenţa înfăşurării derivaţie este mare.

Observaţie: Înfăşurările serie au un număr redus de spire realizate din conductoare cu o secţiune mare în timp ce înfăşurările derivaţie au un număr mare de spire, dar secţiunea conductoarelor este redusă. De aceea, înfăşurările de excitaţie trebuie să fie conectate corespunzător. Dacă o înfăşurare serie este conectată din eroare în derivaţie, datorită valorii mici a rezistenţei sale curentul ce o străbate poate depăşi valoarea nominală şi o poate distruge termic. În schimb, dacă o înfăşurare derivaţie este conectată în serie, din cauza rezistenţei sale mari, ea va limita curentul prin indusul maşinii şi respectiv cuplul electromagnetic care depinde de curent după relaţia (2.8), generatorul va furniza o putere redusă, iar în regim de motor maşina nu va porni (cuplul dezvoltat fiind insuficient).

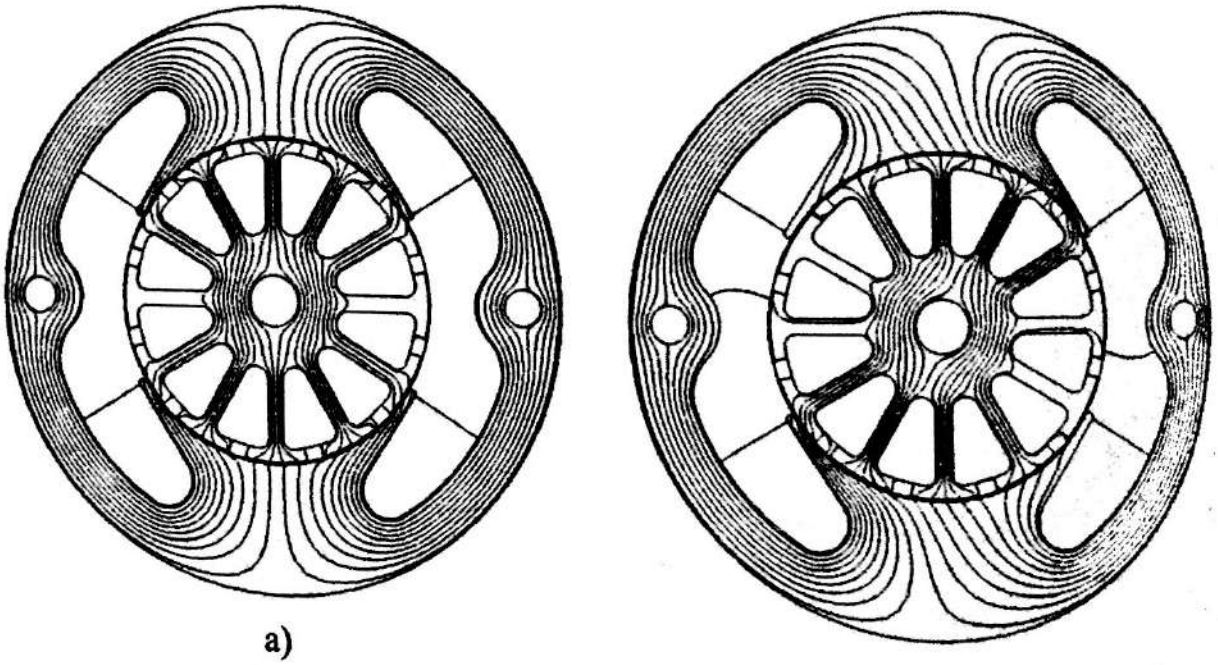
Scanned by CamScanner

2.6. Fenomene electromagnetice în maşina de c.c. la funcţionarea în sarcină

2.6.1. Reacţia transversală a indusului

Datorită faptului că la funcţionarea în sarcină spirele înfăşurării indusului sunt parcurse de curent, conform legii circuitului magnetic, în jurul acestor curenţi şi perpendicular pe aceştia se formează un câmp magnetic. Acesta se numeşte *câmp de reacţie transversal,* deoarece este perpendicular pe direcţia câmpului magnetic principal produs de polii de excitaţie ai maşinii.

În figura 2.13 sunt prezentate spectrele liniilor de câmp magnetic într-o maşină de c.c. la: a) funcţionarea în gol, când curenţii din indus sunt nuli şi deci nu există reacţie transversală a indusului) şi b) câmpul rezultant care însumează câmpul inductor statoric şi câmpul de reacţie transversală.



a) b)

Fig. 2.13. Spectrele liniilor de câmp magnetic în maşina de c.c.: a) la funcţionarea în gol, b) la funcţionarea în sarcină.

Reacţia transversală a indusului este un fenomen nedorit în maşina de c.c. deoarece, aşa cum se vede în figura 2.13.c, din cauza câmpului magnetic ce se concentrează într-o parte a tălpii polare, aceasta se saturează magnetic în acea parte, iar fluxul magnetic total scade şi se reduce t.e.m. Acest lucru se reflectă printr-o scădere mai pronunţată a tensiunii la bornele generatorului de c.c. la creşterea curentului de sarcină faţă de cazul

Scanned by CamScanner

în care circuitul magnetic nu s-ar satura. La nivelul întrefierului, curba inducţiei magnetice rezultante B_δ se obţine prin compunerea curbei inducţiei magnetice B_p [T] corespunzătoare câmpului magnetic principal produs de polii de excitaţie ai maşinii şi curba inducţiei magnetice corespunzătoare câmpului magnetic de reacţie B_r, ca în figura 2.14.

Curba inducţiei magnetice B_r este defazată în cvadratură (cu 90° electrice) faţă de curba inducţiei B_p, adică B_r are valoare maximă când inducţia B_p are valoare nulă, şi invers. Din cauza saturaţiei magnetice, inducţia reală medie din întrefier $B_{\delta sat}$ are în realitate valori mai mici decât valoarea medie a inducţiei B_δ. Astfel, saturaţia magnetică duce la scăderea valorii t.e.m. date de ecuaţia (2.4) şi implicit şi a tensiunii la bornele generatorului de c.c. şi a cuplului electromagnetic dat de ecuaţia (2.7) prin scăderea fluxului magnetic util ϕ.

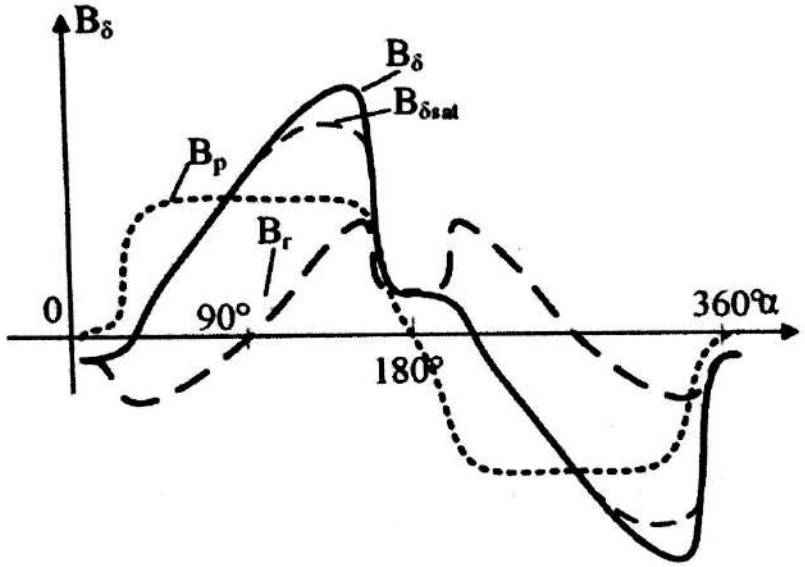


Fig. 2.14. Curba câmpului magnetic inductor B_p, câmpului de reacţie B_r şi rezultant B_δ la nivelul întrefierului.

2.6.1.1. Compensarea reacţiei indusului. Înfăşurarea de compensare

Din cauza faptului că acest câmp magnetic de reacţie este un câmp transversal, adică se închide perpendicular pe câmpul principal (fig. 2.13.b), acesta va induce în laturile secţiilor ce comută (secţiile care trec prin zona dintre poli, unde câmpul de reacţie este de valoare mare) o t.e.m. de mişcare de tipul celei date prin relaţia (2.3). Această t.e.m. şi alte fenomene electromagnetice asociate înrăutăţesc comutaţia şi respectiv funcţionarea maşinii în general. În plus, aşa cum s-a explicat anterior, datorită saturaţiei tălpilor polare în zona în care se adaugă câmpul de reacţie la câmpul principal, parametrii funcţionali, respectiv tensiunea la bornele generatorului şi cuplul electromagnetic scad. De aceea, fenomenul de reacţie transversală este în principiu unul negativ şi este de dorit reducerea lui pe cât posibil.

Scanned by CamScanner

Astfel, pentru compensarea reacţiei transversale a indusului, în tălpile polare ale maşinilor de c.c. de puteri medii şi mari se realizează crestături în care se plasează *înfăşurări de compensare*. Înfăşurarea de compensare din talpa unui pol trebuie să producă o solenaţie egală şi de semn contrar cu cea produsă de curenţii conductoarelor aflate în crestăturile aflate sub acel pol:

$$\theta_{comp} = N_{comp} I_c = \frac{N}{2p} \cdot \frac{I_A}{2a} \qquad (2.8)$$

unde s-a notat cu N_{comp} numărul de spire ale înfăşurării de compensare, I_c curentul prin această înfăşurare, iar I_A curentul prin indus. Se observă din ecuaţia (2.8) că valoarea curentului din înfăşurarea de compensare depinde de curentul prin înfăşurarea indusului. De aceea, pentru a urmări variaţiile curentului din indus, înfăşurarea de compensare trebuie înseriată cu înfăşurarea rotorică prin legarea acesteia la perii.

Notarea consacrată a bornelor înfăşurării de compensare este C_1C_2.

2.6.2. Comutaţia

Ansamblul fenomenelor electromagnetice ce au loc la schimbarea sensului curentului din secţia care trece de sub un pol sub polul următor se numeşte *comutaţie*.

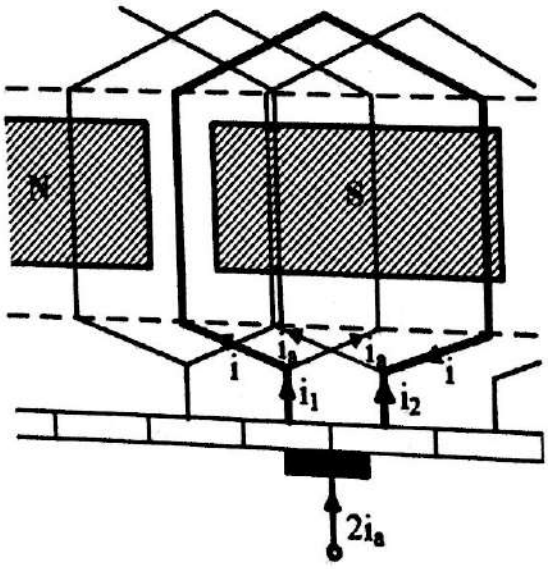


Fig. 2.15. Explicativă pentru procesul de comutaţie.

În procesul învârtirii rotorului maşinii, secţiile îşi modifică poziţia relativă faţă de perii astfel încât, aşa cum se observă şi din schema electrică din figura 2.11, sunt îndeplinite două condiţii importante:

- ✓ numărul de secţii de sub fiecare pol rămâne tot timpul constant şi este acelaşi pentru toţi polii, şi
- ✓ laturile secţiilor aflate sub acelaşi pol sunt parcurse de curenţi ce au acelaşi sens.

Aceste condiţii sunt realizate prin legarea celor două laturi ale fiecărei secţiei la câte o lamelă a colectorului, şi prin plasarea periilor la colector la o distanţă una faţă de cealaltă echivalentă cu un pas polar. În acest mod, prin rotirea colectorului se realizează schimbarea sensului (comutaţia) curentului în secţia a căror laturi sunt legate la lamelele care tocmai trec pe sub perie (fig. 2.15).

Scanned by CamScanner

Pentru o înfăşurare ondulată simplă ca cea din figura 2.15, cele două laturi ale unei secţii sunt legate la lamele succesive. Pentru înfăşurări ondulate, laturile aceleiaşi secţii se leagă la lamele plasate la distanţă de aproximativ dublul pasului polar (o perioadă electrică), aşa cum s-a arătat în paragraful 2.4.

Aplicând legea lui Kirchhoff pentru circuitul format din secţia care comută, cele două lamele şi perie, rezultă:

$$-R_{p1}i_1 + R_{p2}i_2 + R_s i = e_L + e_i \tag{2.9}$$

unde s-au notat cu $i_{1,2}$ curenţii prin lamelele aflate sub perie, cu i_a curentul prin înfăşurarea indusului şi cu i curentul prin secţie; între aceştia există relaţia:

$$i_1 = i_a + i, \quad i_2 = i_a - i \tag{2.10}$$

Cu e_L s-a notat t.e.m. de autoinducţie a secţiei:

$$e_L = -L_s \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \tag{2.11}$$

în care L_S este inductivitatea proprie a secţiei în comutaţie. S-a mai notat cu e_i t.e.m. indusă prin mişcarea secţiei în câmpul magnetic transversal de reacţie a indusului, care are o expresie similară ecuţia (2.2):

$$e_i = 2N_S B_r l v \tag{2.12}$$

N_S fiind numărul de spire al secţiei, B_r inducţia magnetică a câmpului transversal de reacţie, l lungimea conductorului (a laturii secţiei) şi v viteza periferică.

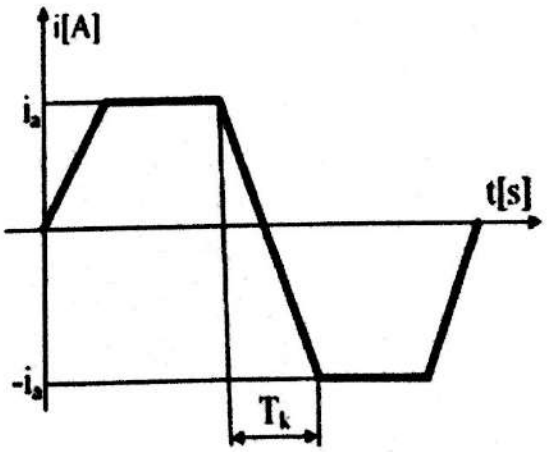


Fig. 2.16. Variaţia curentului prin secţie.

Cea mai simplă teorie a fenomenului complex de comutaţie se bazează pe *teoria rezistenţei de contact*, ceea ce presupune că rezistenţele de contact perie – colector sunt proporţionale cu suprafaţa de contact dintre acestea [13]. Astfel, în relaţia (2.9) rezistenţele de contact se pot scrie:

$$R_{p1}(t) = R_p \frac{T_k}{T_k - t}, \quad R_{p2}(t) = R_p \frac{T_k}{t} \tag{2.13}$$

în care R_p este rezistenţa de contact dintre perie şi o lamelă de colector, iar $R_{p1,2}$ sunt rezistenţele corespunzătoare contactului parţial dintre colector şi lamela *1*, respectiv lamela *2*, ce depind de perioada de comutaţie T_k (fig. 2.16) şi momentul de timp t.

Scanned by CamScanner

Dacă se înlocuiesc ecuaţiile (2.10) şi (2.13) în relaţia (2.9) şi se neglijează rezistenţa secţiei R_S rezultă:

$$i=\left(\frac{1}{2}-\frac{t}{T_k}\right)\cdot 2i_a+\frac{e_L+e_i}{R_p\dfrac{T_k}{t}\cdot\dfrac{T_k}{T_k-t}} \tag{2.14}$$

Se observă că primul termen este un termen liniar ce depinde de i_a, curentul prin calea de curent a înfăşurării indusului, în timp ce termenul al doilea este neliniar şi depinde de suma t.e.m. induse în spire.

2.6.2.1. Comutaţia liniară

Comutaţia liniară este cea mai avantajoasă şi are loc în situaţia în care în ecuaţia (2.14) termenul al doilea se anulează. Observând că valoarea curentului i din secţia în care acesta variază liniar între i_a şi $-i_a$ (fig. 2.17, curba 1), se poate calcula o t.e.m. autoindusă medie de forma:

$$e_{Lm}=L_s\frac{\Delta i}{\Delta t}=L_s\frac{2I_a}{T_k}=c\cdot n\cdot I_a \tag{2.15}$$

adică t.e.m. indusă în secţia aflată în comutaţie depinde de produsul dintre curentul prin indus I_a şi turaţia n [rot/min].

Dacă este îndeplinită condiţia $e_{Lm}=e_i$, atunci comutaţia este liniară şi curentul este:

$$i=\left(\frac{1}{2}-\frac{t}{T_k}\right)\cdot 2i_a \tag{2.16}$$

de unde rezultă valorile pentru curenţii prin perii:

$$i_1=i_a+i=i_a+\left(\frac{1}{2}-\frac{t}{T_k}\right)\cdot 2i_a=2i_a\frac{T_k-t}{T_k} \tag{2.17}$$

$$i_2=i_a-i=i_a-\left(\frac{1}{2}-\frac{t}{T_k}\right)\cdot 2i_a=2i_a\frac{t}{T_k} \tag{2.18}$$

Din relaţiile curenţilor putem calcula densităţile de curent $J_{P1,P2}$ prin perii:

$$J_{P1}=\frac{i_1}{S_1}=2i_a\frac{T_k-t}{T_k}\frac{1}{(T_k-t)v\cdot d}=\frac{2i_a}{T_kvd}=\frac{2i_a}{S_k} \tag{2.19}$$

$$J_{P2}=\frac{i_2}{S_2}=2i_a\frac{t}{T_k}\frac{1}{vt\cdot d}=\frac{2i_a}{S_k}=J_{P1} \tag{2.20}$$

unde s-au notat cu $S_{1,2}$ suprafeţele de contact cu peria ale celor două lamele, iar cu d lăţimea periei, lungimea de contact calculându-se ca produs dintre viteza periferică a colectorului v şi timp. Rezultă că lungimea periei $b_k=T_k\cdot v$, iar secţiunea periei $S_k=b_kd$.

Scanned by CamScanner

La comutaţia liniară densităţile de curent prin perii au valori constante pe întreaga perioadă de comutaţie şi depind direct proporţional cu curentul prin căile de curent $2i_a$, invers proporţional cu secţiunea periei S_k şi nu depind de viteza periferică v a colectorului.

2.6.2.2. Metode de îmbunătăţire a comutaţiei

La comutaţiile neliniare termenul al doilea din relaţia (2.14) ce defineşte curentul în spira care comută nu se mai anulează. Dacă $e_i < e_{Lm}$ curentul se inversează prin secţie mai lent şi procesul se numeşte *comutaţie întârziată* (fig. 2.17, curbele 2, 3). În mod analog, comutaţia se numeşte *comutaţie accelerată* dacă $e_i > e_{Lm}$ (fig. 2.17, curbele 4, 5). În ambele situaţii densitatea de curent în perie nu mai este constantă în timp, ea având valori semnificativ mai mari ca la comutaţia liniară, fie la ieşirea periei de pe lamelă în cazul comutaţiei întârziate, fie la intrarea periei pe lamelă la comutaţia accelerată [9]. O valoare diferită a curentului de comutaţie faţă de curentul i_a la sfârşitul comutaţiei (fig. 2.17, curba 5) produce o scânteiere electrică la întreruperea contactului perie – colector. Datorită vitezei periferice a colectorului, în cazul comutaţiei proaste, scânteierea se închide de jur împrejurul colectorului formând ceea ce în termeni tehnici se numeşte *foc la colector*. Acesta produce uzura rapidă a periilor, deteriorarea colectorului şi încălziri locale ale colectorului ce pot distruge termic izolaţia capetelor înfăşurării.

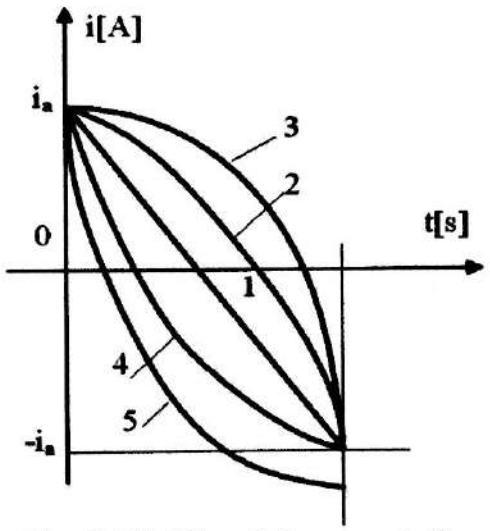


Fig. 2.17. Tipuri de comutaţie.

De aceea, o comutaţie corectă este foarte importantă pentru buna funcţionare a maşinilor de c.c. Măsurile luate pentru îmbunătăţirea comutaţiei vizează în principal obţinerea unei comutaţii cât mai liniare prin diminuarea sau anularea sumei t.e.m. induse în procesul de comutaţie [13].

Metodele cele mai importante de îmbunătăţire a comutaţiei sunt:

- ✓ dispunerea de *înfăşurări de compensare* în tălpile polare – ce au rolul de a compensa, sau chiar elimina reacţia transversală a indusului, ceea ce duce la anularea t.e.m. induse în secţia ce se deplasează în câmpul transversal de reacţie, dată de ecuaţia (2.12). Înfăşurarea de compensaţie are o eficienţă mai bună faţă de cea a polilor auxiliari, anulând reacţia transversală sub întreaga talpă polară, nu numai dintre poli. De aceea, înfăşurarea de compensare se practică în special la maşinile de puteri mari, de peste 200 .. 300 kW

Scanned by CamScanner

şi se realizează cu pasul dinţilor similar cu cel al înfăşurării rotorice, dar nu identic, pentru a evita formarea cuplurilor de agăţare [4]. Numărul de spire se calculează astfel încât solenaţia produsă de înfăşurarea de compensaţie să fie egală şi de semn opus cu solenaţia produsă de conductoarele înfăşurării indusului aflate sub talpa polară, folosind relaţia (2.8). Deşi are un rol important în îmbunătăţirea comutaţiei şi a bunei funcţionări a maşinii de c.c., înfăşurarea de compensaţie nu contribuie la crearea cuplului electromagnetic, iar curentul ce trece prin ea produce pierderi suplimentare Joule care reduc randamentul total al maşinii;

- ✓ altă metodă pentru ameliorarea comutaţiei o reprezintă *decalarea periilor din axa neutră (axa polilor principali)*. Decalarea periilor se face în sensul de rotaţie a indusului în cazul funcţionării în regim de generator şi în sens opus rotirii în cazul funcţionării în regim de motor. Această metodă se practică la maşini de puteri mici, sub 1 kW şi nu se pretează la motoarele reversibile, la care se schimbă sensul de rotire. Metoda este eficientă numai pentru o valoare dată a curentului din indus pentru care se anulează t.e.m. din secţia care comută;
- ✓ amplasarea de *poli de comutaţie* (sau poli auxiliari) în axa dintre polii principali ai maşinii, numită şi *axa neutră a maşinii*. Aceştia produc un câmp magnetic opus câmpului de reacţie şi corespunzător apare o t.e.m. indusă prin mişcarea spirei care comută în câmpul polilor de comutaţie, cu forma similară ecuaţiei (2.12):

$$e_c = 2N_c B_c l v \tag{2.21}$$

astfel încât suma t.e.m. în spira care comută să se anuleze:

$$\sum_k e_k = e_L + e_i + e_c = 0 \tag{2.22}$$

unde N_c reprezintă numărul de spire ale înfăşurării polului de comutaţie, iar B_c inducţia magnetică corespunzătoare câmpului produs de polii de comutaţie în axa dintre poli, în zona de comutaţie.

Polii de comutaţie reprezintă o soluţie favorabilă, deoarece ei sunt eficienţi pentru diferite turaţii ale rotorului [13]. Înfăşurările polilor auxiliari se înseriază cu circuitul indusului astfel încât odată cu creşterea curentului din indus şi deci a reacţiei transversale să crească şi valoarea câmpului produs de polii de comutaţie. Înfăşurările polilor de comutaţie pot avea bornele scoase la carcasa maşinii. Acestea sunt notate uzual cu B_1B_2 sau B_1B_1', $B_2'B_2$ dacă sunt scoase separat bornele pentru înfăşurările polilor cu polaritate diferită.

Scanned by CamScanner

2.6.2.3. Limitările maşinii de c.c. date de comutaţie

Viteza periferică maximă a colectorului – este limitată de forţa centrifugă ce acţionează asupra lamelelor. Viteze mult prea mari pot duce la desprinderea lamelelor din colector. Pentru a limita viteza periferică, colectoarele se realizează cu diametre mai mici faţă de diametrul rotorului.

Turaţia maximă (critică) a rotorului – este şi ea limitată de comutaţie. După cum se observă din relaţia (2.15) a t.e.m. de reacţie (de autoinducţie), aceasta depinde de produsul dintre turaţia n şi curentul prin indus I_A. Maşina de c.c. trebuie să funcţioneze la turaţii sub turaţia critică n_c pentru care t.e.m. de reacţie e_{Lm} are valori uzuale de 8..10 V. Pentru ca maşina să poată funcţiona peste turaţia critică fără să apară scânteieri importante la colector, trebuie redus curentul din indus I_A. Valori uzuale ale turaţiei nominale ale maşinilor de c.c. sunt *în jurul a 2000 – 3000 rot/min* [12]. Valorile maxime ale turaţiei pot ajunge şi la 4500..6000 rot/min la maşinile cu construcţii speciale ale colectorului. Teste de anduranţă la supraturaţie se pot face până la valori de 120% din turaţia maximă, însă pentru perioade de timp ce nu depăşesc două minute [14].

Tensiunea maximă la borne – deoarece tensiunea la borne rezultă ca sumă a tensiunilor din secţiile înseriate ce fac parte dintr-o cale de curent (v. fig. 2.11), ea este limitată de tensiunea maximă dintre două lamele. Pentru a nu apărea scânteieri între lamele, tensiunea între două lamele succesive nu trebuie să depăşească 18 V pentru maşinile necompensate şi 20 V la maşinile compensate. Astfel, pentru obţinerea unei tensiuni la borne mai mari, înfăşurarea indusului trebuie realizată cu mai multe secţii şi deci cu mai multe lamele la colector. Însă cu cât mai multe vor fi lamelele la colector, cu atât va creşte şi diametrul acestuia. Cum lăţimea minimă a unei lamele este în jurul a 3,5 mm, fiind impusă de condiţiile tehnologice necesare pentru lipirea secţiei la steguleţul lamelei şi pentru a asigura o izolaţie minimă între lamele de 0,8 mm, rezultă un număr limitat de lamele la un diametru dat. Din acest motiv, tensiunea la bornele maşinilor de c.c. este limitată *în jurul a 1000 V*. Creşterea tensiunii peste această valoare este prohibitivă, deoarece aceasta ar implica realizarea unui colector cu un număr mai mare de lamele, deci cu un diametru mai mare, ceea ce ar conduce la apariţia unor forţe centrifuge prea mari.

Cuplul maxim – în maşina de c.c., ca şi în celelalte maşini electrice, *este dat de volumul maşinii*. Dacă se ţine cont de relaţia fluxului magnetic sub un pol:

$$\Phi = \alpha_i \tau l_i B_\delta \qquad (2.23)$$

Scanned by CamScanner

expresia cuplului devine:

$$M_e = \frac{1}{2\pi}\frac{p}{a} N I \Phi = \frac{NI}{2a}\frac{r}{2\pi r}\cdot(2p\alpha_i \tau l_i B_\delta) = \\ = A\cdot 2\pi r^2 \alpha_i l_i B_\delta = 2\alpha_i \cdot V_m A B_\delta \quad (2.24)$$

unde s-a considerat egalitatea $2p\tau = 2\pi r$ şi s-a notat cu $A = \frac{1}{2\pi r}\frac{NI}{2a}$ [A/cm] pătura de curent egală cu solenaţia totală împărţită la circumferinţa rotorului; p este numărul de perechi de poli, α_i factorul de acoperire polară, l_i lungimea ideală (aproximativ egală cu lungimea miezului rotoric), r raza rotorului, V_m volumul miezului rotoric şi B_δ [T] inducţia magnetică în întrefier. Din relaţia (2.24) se observă că în afară de proporţionalitatea cu volumul miezul, cuplul mai depinde şi de produsul AB_δ în funcţie de care rezultă pierderile în maşină. Astfel, pătura de curent A este limitată la 500 A/cm la maşini care au implementate metode foarte eficiente de răcire, peste această valoare pierderile Joule specifice devin prea mari şi înfăşurarea rotorică nu se mai poate răci corespunzător. Inducţia magnetică în întrefier este limitată la aproximativ 1 T, valoare peste care apare saturaţia circuitului magnetic al maşinii. Astfel, pentru o valoare dată a cuplului, gabaritul maşinii poate fi redus numai prin alegerea unor metode de răcire foarte eficiente şi a unor materiale ce rezistă la temperaturi mai înalte care au *clasa de izolaţie F* cu temperatura maximă admisibilă de 155°, sau mai recent *clasa de izolaţie H* (180° maxim) şi respectiv *clasa de izolaţie C* (>180°).

Din cauza limitărilor arătate anterior, precum şi datorită dezvoltării tehnologiei convertizoarelor statice începând cu anii ´90, maşinile de c.c. sunt înlocuite tot mai des cu maşini de curent alternativ care au o construcţie mai robustă, mai simplă, deci mai ieftină şi nu au limitări de turaţie, curent maxim pe calea de curent, sau a tensiunii maxime la borne. De asemenea, maşina de c.c. nu poate fi folosită în medii cu risc de explozie, precum industria petrolieră, din cauza posibilelor scânteieri la colector [15], [16].

2.7. Regimurile staţionare de funcţionare ale maşinii de curent continuu

Aşa cum s-a arătat, maşina de c.c. poate funcţiona în regim *de motor* atunci când converteşte energia electrică primită pe la bornele de alimentare, în energie mecanică cedată la arbore şi *în regim de generator* atunci când maşina converteşte energia mecanică primită la arbore în energie electrică cedată la borne. De asemenea, maşina de c.c. poate funcţiona şi *în regim de frână* atunci când maşina primeşte atât putere electrică la borne, cât şi putere mecanică la arbore, şi cedează energie sub formă de căldură.

Scanned by CamScanner

Regimul de funcţionare al unei maşini electrice este *staţionar* în cazul în care mărimile de intrare (mărimi electrice pentru motor şi mărimi mecanice pentru generator) şi mărimile de ieşire ale maşinii sunt invariabile în timp.

2.7.1. Regimul de generator

În regim de generator, maşina trebuie antrenată din exterior de către un motor (motor diesel, turbină eoliană, hidraulică sau turbină cu abur, motor electric etc). Pentru a produce o tensiune electrică la borne, înfăşurarea de excitaţie a generatorului trebuie alimentată de la o sursă de tensiune continuă (fig. 2.18).

Astfel, curentul ce parcurge înfăşurarea de excitaţie a generatorului produce un câmp magnetic în interiorul maşinii. Aşa cum s-a explicat anterior, prin învârtirea rotorului într-un câmp magnetic constant se induc tensiuni în spirele înfăşurării rotorului, care fiind înseriate produc la borne o t.e.m. E dată de relaţia (2.4).

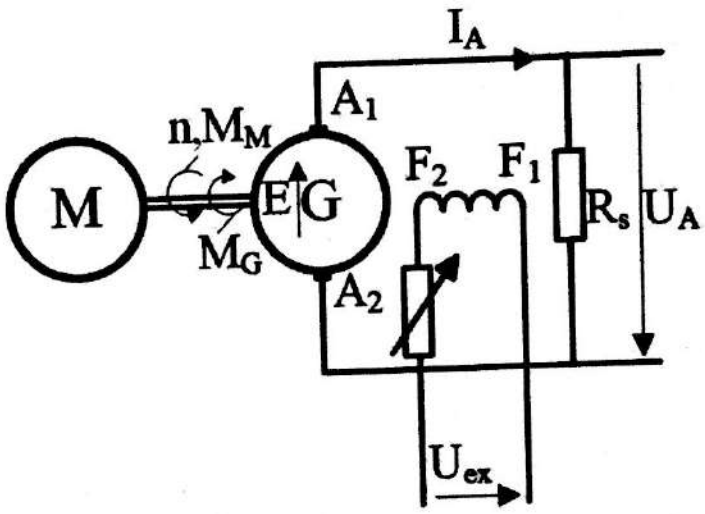


Fig. 2.18. Regimul de generator.

Dacă se aplică teorema a II-a (a tensiunii) a lui Kirchhoff pe bucla formată de circuitul indusului unui generator de c.c. şi rezistenţa de sarcină R_S, rezultă ecuaţia tensiunii în regim staţionar:

$$U = E - R_A I_A - \Delta U_p \tag{2.25}$$

în care R_A este rezistenţa indusului, I_A curentul din indus, ΔU_p este căderea de tensiune la perii, iar E este t.e.m. dată de relaţia:

$$E = \frac{p}{a} n N \Phi = k_e \Phi n \tag{2.26}$$

cu p numărul de perechi de poli, n turaţia, N numărul de conductoare şi Φ fluxul magnetic.

La cele două ecuaţii se adaugă ecuaţia cuplului electromagnetic:

$$M_e = \frac{P_e}{\Omega} = \frac{P_e}{2\pi n} = \frac{E I_A}{2\pi n} = \frac{k_e}{2\pi} \Phi I_A = k_M \Phi I_A \tag{2.27}$$

în care P_e este puterea electromagnetică, Ω este viteza unghiulară.

Scanned by CamScanner

Se observă că raportul dintre constanta electrică k_e şi constanta mecanică k_M este 2π. Ecuaţiile (2.25)...(2.27) definesc univoc funcţionarea în regim staţionar a generatorului de c.c. dacă este cunoscut fluxul magnetic Φ [Wb]. Aşa cum s-a arătat anterior, fluxul principal din maşina de c.c. depinde de curentul de excitaţie I_e ce străbate înfăşurarea polilor principali. La fluxul principal se adaugă fluxul câmpului de reacţie a indusului (v. § 2.6.1) ce depinde de curentul din indus I_A. Deci, fluxul magnetic total din generator este o funcţie ce depinde de ambii curenţi după o funcţie ce este neliniară din cauza saturaţiei magnetice:

$$\Phi = f(I_e, I_A) \tag{2.28}$$

Din relaţia (2.28) rezultă că fluxul magnetic depinde de tipul înfăşurării de excitaţie a generatorului de c.c., care poate fi independentă, derivaţie, serie sau compound, ca în figura 2.12. De aceea, caracteristicile de funcţionare ale generatoarelor de c.c. diferă şi ele în funcţie de tipul înfăşurării de excitaţie şi vor fi prezentate separat.

2.7.1.1. Bilanţul puterilor şi randamentul

Generatorul de curent continuu realizează conversia puterii mecanice primite la ax în putere electrică furnizată la bornele sale A_1A_2. Acest proces de conversie energetică se face cu un randament subunitar din cauza următoarelor pierderi ce apar în generator:

- ✓ *pierderile Joule în înfăşurarea rotorică* egale cu $P_J = R_A I_A^2$ în care R_A reprezintă rezistenţa circuitului indusului, care include şi rezistenţa înfăşurării polilor de comutaţie (cu borne B_1B_2) şi/sau rezistenţa înfăşurării de compensare (cu bornele C_1C_2) atunci când acestea sunt înseriate la circuitul rotoric;
- ✓ *pierderile Joule în înfăşurarea de excitaţie* sunt egale cu $P_{Jex} = R_{ex} I_{ex}^2$ pentru generatoarele cu excitaţie independentă sau cu $P_{Jex} = U^2 / R_{ex}$ pentru generatoarele cu excitaţie derivaţie. Generatoarele cu excitaţie serie au înfăşurarea de excitaţie legată în serie cu înfăşurarea rotorică şi deci pierderile Joule din excitaţie se adună la pierderile din circuitul rotoric $P_J = (R_A + R_{ex}) I_A^2$;
- ✓ *pierderile la perii* sunt generate de căderea de tensiune la perii şi sunt egale cu $P_{Jp} = \Delta U_p I_A$;
- ✓ *pierderile în fier* sunt cauzate de câmpul magnetic pulsatoriu din rotor şi, asemănător transformatorului electric (v. § 1.3.4), sunt de două tipuri: *pierderi prin curenţi turbionari* (numiţi şi Foucault) şi *pierderi prin histerezis*. Pierderile specifice prin curenţi turbionari

Scanned by CamScanner

sunt date de relaţia (1.39) $p_F = \frac{\pi^2 f^2 d^2 B_{max}^2}{6\gamma\rho} = c_F f^2 B^2$, iar pierderile specifice prin histerezis sunt date de (1.41) $p_H = \eta f B^n$ [13]. Pierderile prin curenţi turbionari se diminuează prin realizarea miezului rotoric din tole din oţel electrotehnic (oţel aliat cu siliciu în proporţie de 3..4%) de grosimi reduse (uzual 0,5 mm), izolate între ele. Pierderile prin histerezis sunt diminuate prin alegerea unui material feromagnetic cu un ciclu de histerezis cât mai îngust;

- ✓ *pierderile suplimentare în fier localizate în dinţii rotorului şi tălpile polilor principali* sunt cauzate de oscilaţia câmpului magnetic în tălpile polare la deplasarea dinţilor rotorici (deoarece sub dinţi întrefierul este mai mic, iar în zona crestăturilor întrefierul este mai mare, câmpul magnetic este mai intens în axa dintelui şi mai slab în axa crestăturii). Aceste pierderi suplimentare în fier sunt însă mici şi pot fi neglijate;
- ✓ *pierderile suplimentare în înfăşurarea rotorică* sunt generate de *refularea curentului*, adică distribuţia neuniformă a densităţii de curent în secţiunea conductorului. Refularea este cu atât mai pronunţată cu cât secţiunea conductorului este mai mare şi curentul variază mai rapid în timp. Astfel, un conductor în care apare refulare poate fi echivalat cu un conductor cu o secţiune mai redusă în care nu există refulare şi în care densitatea de curent este constantă. Asemănător pierderilor suplimentare în fier, şi pierderile suplimentare în înfăşurarea rotorică sunt foarte mici şi pot fi neglijate;

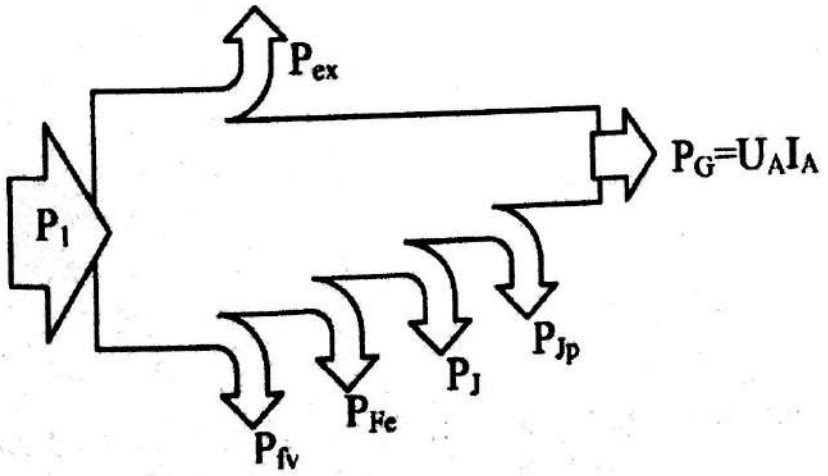


Fig. 2.19. Bilanţul puterilor la generatorul de c.c.

Scanned by CamScanner

✓ *pierderile de frecare şi de ventilaţie* $P_{f,v}$ sunt pierderi mecanice şi sunt generate de frecările din lagărele generatorului şi de frecările cu aerul a ventilatorului montat pe ax.

Ţinând cont de pierderile menţionate anterior, rezultă bilanţul energetic din figura 2.19. Corespunzător acestuia se deduce expresia randamentului generatorului de curent continuu:

$$\eta_G = \frac{P_{el}}{P_{mec}} = \frac{P_{el}}{P_{el} + \Sigma P_k} = \frac{UI_A}{UI_A + P_J + P_{Jex} + P_{jp} + P_{Fe} + P_{f,v}} \qquad (2.29)$$

2.7.2. Regimul de motor

În regim de motor, maşina este alimentată de la o sursă de tensiune continuă pe la bornele sale principale A_1A_2 cât şi pe la bornele circuitului de excitaţie F_1F_2. Astfel, în interiorul înfăşurării indusului apare un curent electric ce străbate laturile secţiilor acesteia în acelaşi sens sub polii magnetici de acelaşi tip, iar curentul ce străbate înfăşurarea de excitaţie produce câmpul magnetic util, principal, în motor.

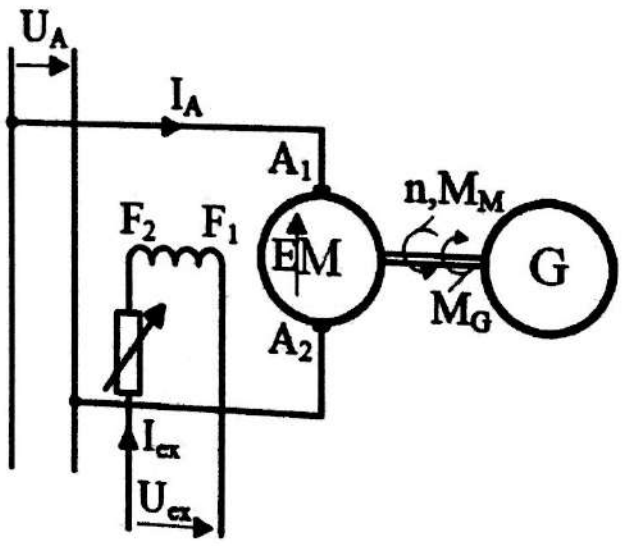


Fig. 2.20. Regimul de motor.

Interacţiunea dintre câmpul magnetic şi curentul electric, aşa cum s-a arătat în § 2.3.2, generează forţe tangenţiale de tip Laplace date de ecuaţia (2.5) care produc cuplul ce învârte rotorul.

Analog regimului de generator, se scrie ecuaţia tensiunii. Se observă însă că sensul tensiunii electromotoare E este opus cauzei care a produs-o (după regula lui Lenz), adică opusă sensului curentului I_A. Rezultă astfel ecuaţia tensiunii la borne în regim de motor:

$$U = E + R_A I_A + \Delta U_p \qquad (2.30)$$

care împreună cu ecuaţiile (2.26…2.28) de la generatorul de curent continuu, care sunt valabile şi în regim de motor, definesc univoc comportarea motorului în regim staţionar de funcţionare. În cazul regimului de motor sensul cuplului şi al turaţiei este acelaşi.

Scanned by CamScanner

2.7.2.1. Bilanţul puterilor şi randamentul

La fel ca la funcţionarea în regim de generator, motorul de c.c. are pierderi în procesul de conversie a energiei electrice primite pe la bornele sale în energie mecanică la ax. Pierderile sunt de aceleaşi tipuri ca cele descrise în regim de generator (vezi § 2.7.1.1).

Bilanţul puterilor în regimul de motor este prezentat în figura 2.21. Corespunzător rezultă expresia randamentului motorului de c.c.:

$$\eta_M = \frac{P_{mec}}{P_{el}} = \frac{P_{el} - \Sigma P_k}{P_{el}} = \frac{UI_A - (P_J + P_{Jex} + P_{jp} + P_{Fe} + P_{f,v})}{UI_A} \qquad (2.31)$$

în care s-au păstrat aceleaşi notaţii ca în relaţia (2.29) a randamentului generatorului. Aşa cum se observă din relaţia (2.31), randamentul motorului se poate determina cunoscându-se puterea electrică absorbită şi pierderile. Se poate însă determina randamentul unui motor şi direct, prin măsurarea cuplului M şi a turaţiei n şi calculând puterea mecanică $P_{mec} = M\Omega = M2\pi n$.

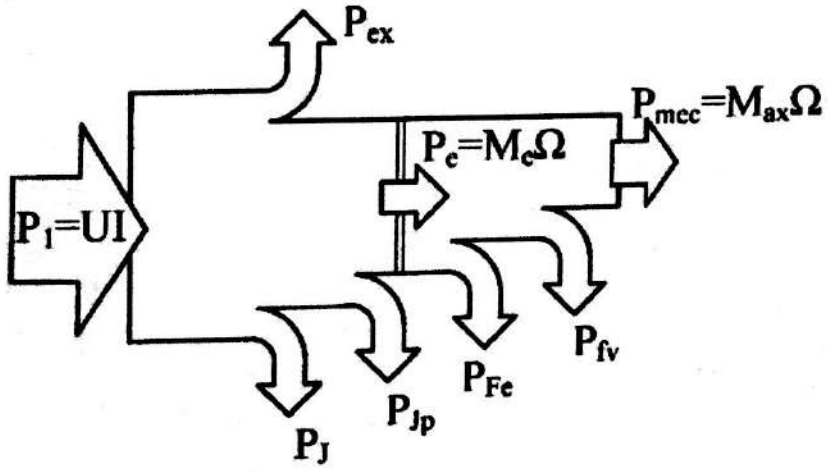


Fig. 2.21. Bilanţul puterilor la motorul de c.c.

2.8. Caracteristicile de funcţionare ale generatoarelor de curent continuu

Aşa cum s-a arătat, funcţionarea generatoarelor de c.c. în regim staţionar este definită de sistemul de ecuaţii (2.25...2.30) care determină şi relaţiile de interdependenţă dintre mărimile electrice principale, respectiv: tensiunea la borne U, curentul din indus (produs de generator pe o sarcină) I_A şi curentul de excitaţie I_{ex}. Astfel, caracteristicile de funcţionare ale generatorului de c.c. se definesc ca dependenţa dintre două mărimi electrice în condiţiile în care cea de a treia mărime electrică şi turaţia de antrenare n sunt menţinute constante.

Scanned by CamScanner

Deoarece fluxul magnetic principal depinde de modul de conectare al înfăşurării de excitaţie, în continuare se vor prezenta caracteristicile generatoarelor separat pentru generatorul cu excitaţie independentă şi pentru generatorul cu excitaţie derivaţie. Generatorul cu excitaţie serie este mai puţin utilizat datorită performanţelor sale reduse şi singura sa caracteristică specifică, caracteristica externă, se determină în condiţii speciale de funcţionare, motiv pentru care nu va fi prezentată în această lucrare.

2.8.1. Generatorul de c.c. cu excitaţie independentă (separată)

La acest tip de generator bornele înfăşurării de excitaţie F_1F_2 sunt conectate la o sursă de tensiune independentă. Acest lucru permite ca tensiunea şi curentul de excitaţie să fie reglate independent de tensiunea şi curentul de la bornele A_1A_2 ale generatorului.

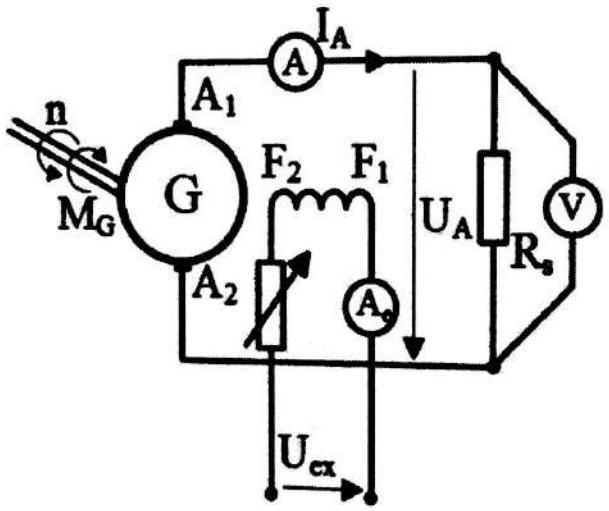


Fig. 2.22. Schema de montaj a generatorului de c.c. cu excitaţie independentă.

Observaţie: În figura 2.22 se observă că regula de asociere a sensului tensiunii şi curentului de excitaţie respectă regula receptorului (sensul curentului şi al tensiunii de excitaţie pleacă din acelaşi nod), adică înfăşurarea de excitaţie primeşte putere electrică. În acelaşi timp, curentul şi tensiunea de la bornele generatorului respectă regula de asociere a semnelor de la generatoare (curentul intră, iar tensiunea iese din acelaşi nod), ceea ce corespunde faptului că generatorul debitează putere electrică pe rezistenţa de sarcină R_s.

În figura 2.22 se observă că turaţia n *a generatorului are sens opus cuplului* M *produs de generator. Acesta este un cuplu rezistent care, în regim staţionar de funcţionare, are valoare egală şi sens opus cuplului dezvoltat de motorul de antrenare. Din acest motiv, puterea la ax* $P = M_G 2\pi n$ *rezultă negativă, adică este o putere mecanică primită.*

2.8.1.1. Caracteristica de mers în gol

Prin definiţie, aşa cum îi spune şi numele, caracteristica de mers în gol este definită ca dependenţa tensiunii la bornele inductorului de curentul de

Scanned by CamScanner

excitaţie, atunci când generatorul funcţionează în gol, adică atunci când nu are nicio sarcină electrică conectată la borne şi este antrenat la turaţie n constantă:

$$U_0 = f(I_{ex})\big|_{n=const, I_A=0} \tag{2.32}$$

Din ecuaţia tensiunii la borne a generatorului (2.25), la funcţionarea în gol când curentul I_A este nul, căderea de tensiune la perii ΔU_p este nulă (deoarece nu trece curent prin perii) şi rezultă că tensiunea de mers în gol este egală cu t.e.m. $U_0 = E$. Cum t.e.m. este proporţională cu fluxul magnetic Φ conform relaţiei (2.26), iar fluxul este proporţional cu inducţia magnetică B, rezultă că tensiunea U_0 este proporţională cu inducţia magnetică. De asemenea, din legea circuitului magnetic rezultă că intensitatea câmpului magnetic H este proporţională cu curentul de excitaţie I_{ex}. Rezultă deci că forma caracteristicii de mers în gol este similară formei *caracteristicii de magnetizare* $B = f(H)$, care pentru materialele feromagnetice din care este compus circuitul magnetic al generatorului de c.c. prezintă neliniaritate şi histerezis (fig. 2.23).

Datorită celor explicate anterior, caracteristica de mers în gol se mai numeşte şi *caracteristica magnetică,* deoarece la altă scară ea reprezintă şi dependenţa dintre fluxul magnetic şi curentul de excitaţie.

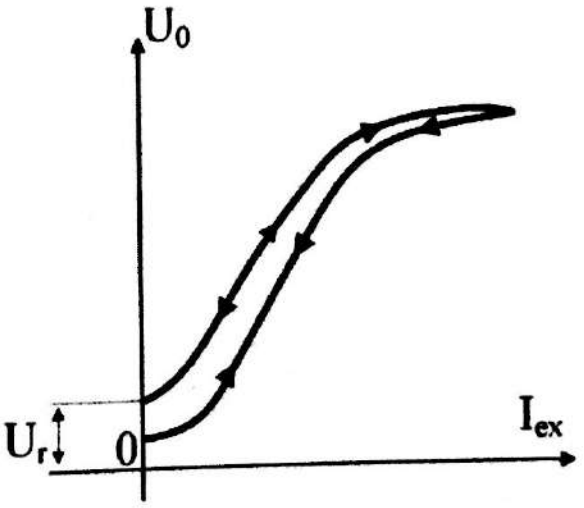


Fig. 2.23. Caracteristica de mers în gol a generatorului de c.c.

Observaţie: Caracteristica magnetică descrie global întregul circuit magnetic al generatorului de c.c.. în timp ce curba de magnetizare caracterizează dependenţa dintre inducţia magnetică B şi intensitatea câmpului magnetic H ale unui anumit material, într-un punct dat. De aceea, caracteristica magnetică nu poate fi niciodată identică cu caracteristica de magnetizare.

Caracteristica de mers în gol arată modul în care poate fi reglată tensiunea la borne din curentul de excitaţie şi, de asemenea, gradul de saturaţie magnetică a generatorului. Pentru a evita saturaţia magnetică, tensiunea nominală trebuie să fie plasată pe caracteristică sub cotul de saturaţie (fig. 2.23). Tensiunea la mers în gol produsă de generator în absenţa curentului de excitaţie se numeşte *tensiune remanentă* şi este generată de inducţia remanentă a materialelor feromagnetice din care este realizat circuitul magnetic. Această tensiune are ordinul a câţiva volţi dacă

Scanned by CamScanner

generatorul a mai fost folosit în prealabil (şi deci circuitul magnetic a fost magnetizat). Prezenţa tensiunii remanente este necesară pentru a se obţine autoexcitarea generatorului de c.c. cu excitaţie derivaţie.

2.8.1.2. Caracteristica externă

Se defineşte ca dependenţa unei mărimi de ieşire de cealaltă mărime de ieşire (de unde şi numele de caracteristică externă), adică variaţia tensiunii la borne de curentul furnizat de generator atunci când curentul de excitaţie şi turaţia de antrenare a rotorului sunt menţinute constante:

$$U = f(I_A)\big|_{n=const, I_{ex}=const} \tag{2.33}$$

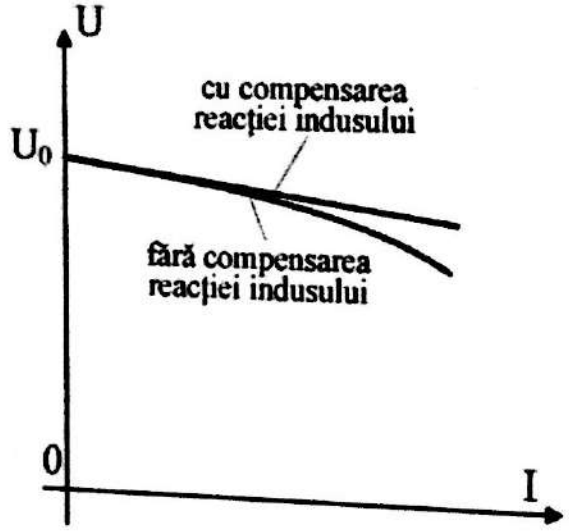


Fig. 2.24. Caracteristica externă a unui generator de c.c.

Din ecuaţia tensiunii la bornele generatorului (2.25) rezultă că dependenţa (2.33) este o dreaptă căzătoare cu panta ce depinde de rezistenţa indusului R_A (fig. 2.24). Deoarece înfăşurarea indusului este realizată din materiale conductoare cu rezistivitate redusă şi secţiuni corespunzătoare pentru a diminua pierderile Joule, rezistenţa R_A a indusului are valori mici, iar panta caracteristicii externe nu este mai mare de 6..10%.

Forma liniară a caracteristicii nu se păstrează în cazul genera-toarelor necompensate (fig. 2.24), deoarece, din cauza reacţiei transversale apare saturaţia parţială a tălpilor polare, iar fluxul util Φ scade chiar dacă curentul de excitaţie este menţinut constant, ceea ce duce la scăderea t.e.m. E.

2.8.1.3. Caracteristica de reglaj

Această caracteristică se defineşte ca dependenţa curentului de excitaţie I_{ex} de curentul din indus I_A când sunt menţinute constante tensiunea la borne U şi turaţia n de antrenare a rotorului:

$$I_{ex} = f(I_A)\big|_{n=const, U=const} \tag{2.34}$$

Scanned by CamScanner

Aşa cum se observă din caracteristica externă din figura 2.24, odată cu creşterea curentului I_A scade tensiunea la borne. Pentru a se menţine tensiunea constantă la borne se creşte corespunzător curentul de excitaţie I_{ex}. Odată cu creşterea curentului de excitaţie apare saturaţia magnetică, aşa cum se observă din caracteristica de mers în gol (v. fig. 2.23). Pentru a compensa căderea de tensiune de la o anumită valoare în sus a curentului I_A trebuie crescut mai mult curentul de excitaţie I_{ex}, astfel încât caracteristica devine neliniară (v. fig. 2.25).

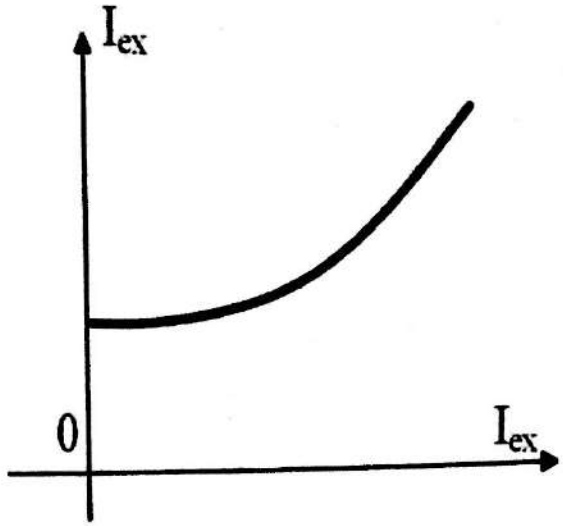


Fig. 2.25. Caracteristica de reglaj a generatorului de c.c. cu excitaţie independentă

2.8.1.4. Caracteristica randamentului

Această caracteristică reprezintă dependenţa dintre randamentul generatorului şi puterea debitată la bornele acestuia în condiţiile menţinerii turaţiei de antrenare n şi a curentului de excitaţie I_{ex} constante:

$$\eta = f(P_G)\big|_{n=const, Iex=const} \tag{2.35}$$

Ţinând cont de relaţia (2.29) a randamentului generatorului de c.c., se obţine o caracteristică similară caracteristicii randamentului unui transformator electric (fig. 2.26). Randamentele maşinilor de c.c. sunt însă mai mici comparativ cu cele ale transformatoarelor electrice de puteri apropiate, deoarece în maşinile electrice rotative, pe lângă pierderile în fier şi în înfăşurări existente şi în transformator, mai apar şi pierderi mecanice de frecare în lagăre şi de ventilaţie. În plus, eficienţa conversiei energetice este mai slabă la maşinile electrice rotative din cauza prezenţei întrefierului care face închiderea câmpului magnetic de la o armătură la cealaltă mai dificilă faţă de transformatorul electric unde câmpul se închide

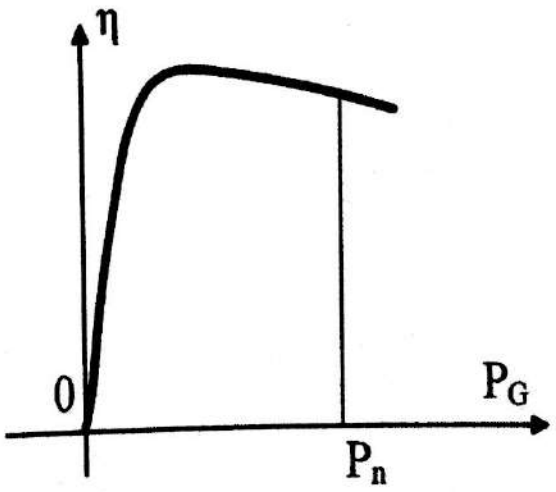


Fig. 2.26. Caracteristica randamentului generatorului de c.c. cu excitaţie independentă.

Scanned by CamScanner

aproape numai prin miezul feromagnetic. Acest lucru se reflectă în curenţi de magnetizare, respectiv curenţi de mers în gol mai mari la generatorul de c.c. faţă de transformator. Generatoarele de c.c. au valori uzuale ale randamentelor peste 80% [13],[17].

2.8.2. Generatorul de c.c. cu excitaţie derivaţie

La acest tip de generator bornele înfăşurării de excitaţie se notează cu E_1E_2 şi sunt conectate la bornele A_1A_2 ale indusului (fig. 2.27). În acest mod, tensiunea la bornele generatorului va fi aplicată şi înfăşurării de excitaţie, furnizând energia necesară producerii câmpului magnetic în maşină.

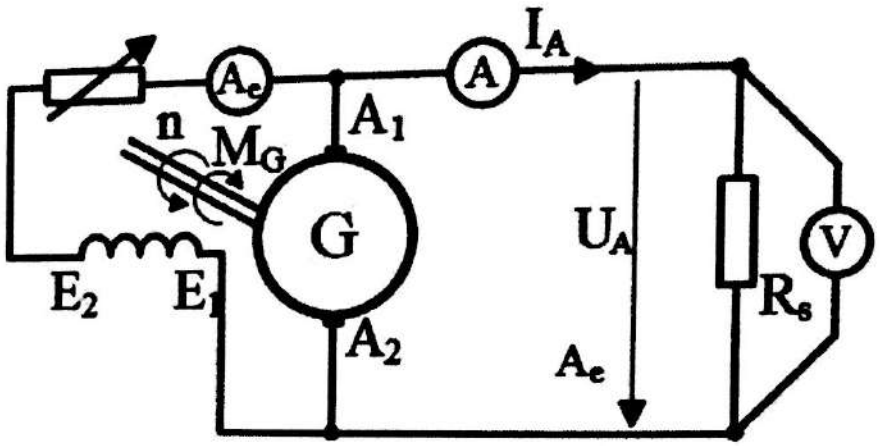


Fig. 2.27. Generatorul de c.c. cu excitaţie derivaţie.

2.8.2.1. Condiţiile de autoexcitaţie

Pentru a funcţiona, generatorul de c.c. cu excitaţie derivaţie trebuie să producă tensiune electrică la borne pentru ca aceasta să genereze curentul de excitaţie necesar funcţionării sale. Cu alte cuvinte, pentru a produce tensiune la borne, generatorul electric are nevoie de... tensiune la borne.

Ca acest lucru să se întâmple, generatorul trebuie să se autoexcite. Fenomenul se produce în momentul pornirii prin apariţia unei tensiuni la borne ce creşte progresiv producând creşterea curentului de excitaţie şi respectiv a intensităţii câmpului magnetic util din maşină. Autoexcitaţia se realizează numai dacă sunt îndeplinite următoarele condiţii:

- ✓ *să existe o tensiune remanentă la borne* – aşa cum se observă din caracteristica de mers în gol din figura 2.23, dacă generatorul a mai fost folosit anterior şi circuitul său magnetic a fost parcurs de un câmp magnetic, la bornele sale va apărea o tensiune remanentă. Dacă această tensiune remanentă va avea o valoare de câţiva volţi, ea va produce un mic curent de excitaţie care va genera un câmp magnetic slab în maşină;

Scanned by CamScanner

✓ *câmpul util să aibă aceeași direcție cu câmpul magnetic remanent* – în condițiile în care curentul de excitație produs de tensiunea remanentă produce un câmp magnetic slab ce se adună (are același sens) cu câmpul remanent, atunci va rezulta în mașină un câmp magnetic mai intens, iar tensiunea la borne va crește puțin peste valoarea tensiunii remanente, producând un curent de excitație mai mare. Acest curent va produce o tensiune la borne mai mare și procesul continuă până când tensiunea atinge o valoare dată de intersecția caracteristicii de mers în gol cu caracteristica circuitului de excitație (fig. 2.28) dată de ecuația:

$$U_0 = U_{ex} = R_{ex} I_{ex} \qquad (2.36)$$

În situația în care câmpul magnetic are sens opus câmpului remanent, generatorul nu se autoexcită și trebuie schimbate bornele de excitație E_1E_2 între ele;

✓ *rezistența circuitului de excitație să fie mai mică decât rezistența critică* – adică intersecția dintre caracteristica de mers în gol și caracteristica circuitului de excitație are loc pentru o valoare a tensiunii apropiată de tensiunea nominală numai dacă înclinarea caracteristicii de excitație este suficient de mică ($U_{ex}/I_{ex} = R_{ex} < R_{cr}$). Dacă rezistența circuitului de excitație crește (de exemplu, prin introducerea unei rezistențe în circuitul de excitație), dreapta circuitului de excitație se apropie de verticală, intersecția acesteia cu caracteristica de mers în gol are loc foarte aproape de valoarea tensiunii remanente și generatorul nu se autoexcită (fig. 2.8).

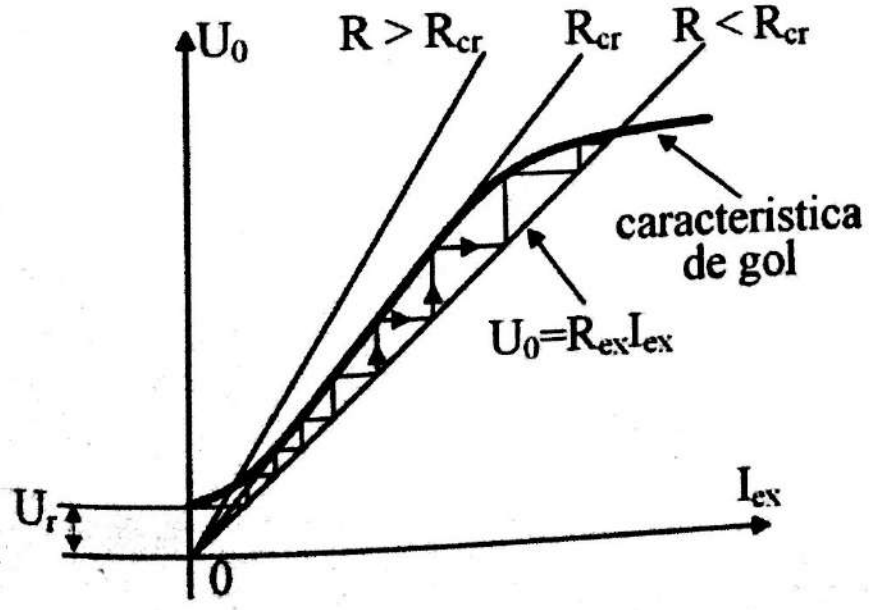


Fig. 2.28. Explicativă pentru producerea autoexcitației generatorului derivație.

Scanned by CamScanner

Dacă cele trei condiţii sunt îndeplinite, generatorul derivaţie se autoexcită rapid, tensiunea la borne crescând rapid de la valoarea tensiunii remanente la valoarea tensiunii nominale de mers în gol. Odată excitat, generatorul funcţionează similar cu generatorul cu excitaţie independentă. Deoarece generatorului cu excitaţie derivaţie nu i se poate modifica rezistenţa circuitului de excitaţie pentru că aceasta ar duce la dezexcitarea lui, pentru acest generator nu se determină caracteristicile de mers în gol şi de reglaj.

2.8.2.2. Caracteristica externă

Caracteristica externă a generatorului de c.c. cu excitaţie derivaţie se defineşte similar cu cea a generatorului cu excitaţie independentă, cu diferenţa că valoarea curentului de excitaţie nu mai poate fi menţinută constantă deoarece acesta scade odată cu scăderea tensiunii la bornele generatorului. De aceea, caracteristica externă se determină pentru turaţia de antrenare constantă şi rezistenţa circuitului de excitaţie constantă:

$$U = f(I_A)\big|_{n=const, R_{ex}=const} \tag{2.37}$$

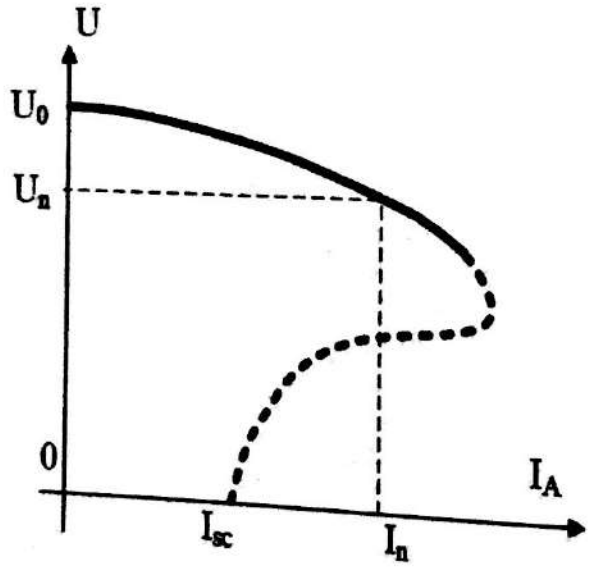


Fig. 2.29. Caracteristica externă a generatorului cu excitaţie derivaţie.

O altă diferenţă importantă faţă de generatorul de c.c. cu excitaţie independentă este aceea că, la generatorul derivaţie, curentul de scurtcircuit nu este un curent periculos, având valori uzuale mai mici decât curentul nominal. Din ecuaţia tensiunii generatorului de c.c. $U = E - R_A I_A - \Delta U_p$, ţinând cont că la scurtcircuit $U = 0$, deci $I_{ex} = 0$, fluxul magnetic $\Phi = 0$ şi t.e.m. $E = U_r$, rezultă expresia curentului de scurtcircuit:

$$I_{sc} = \frac{E - \Delta U_p}{R_A} = \frac{U_r - \Delta U_p}{R_A} < I_n \tag{2.38}$$

2.8.2.3. Caracteristica randamentului

Caracteristica randamentului generatorului de c.c. cu excitaţie derivaţie se defineşte identic ca la generatorul cu excitaţie independentă după relaţia (2.35) şi are aceeaşi formă ca cea din figura 2.26.

Scanned by CamScanner

2.9. Caracteristicile de funcționare ale motoarelor de curent continuu

Așa cum s-a arătat și în cazul generatoarelor de c.c, caracteristicile de funcționare ale motoarelor de c.c. depind de modul de conectare a excitației. În continuare vor fi prezentate caracteristicile motoarelor cu excitație separată și respectiv ale motoarelor cu excitație serie. Din punctul de vedere al funcționării, motoarele de c.c. cu excitație independentă (sau separată) sunt identice cu motoarele cu excitație derivație, deoarece menținerea tensiunii de alimentare constantă înseamnă și curent de excitație constant, indiferent dacă alimentarea se face de la aceeași sursă de tensiune (excitație derivație) sau de la o sursă separată (excitație independentă).

Față de generatoare unde mărimile de ieșire sunt mărimi electrice, la motoarele electrice mărimile de ieșire sunt mecanice și de aceea aceste caracteristici sunt principial diferite.

2.9.1. Motorul de c.c. cu excitație independentă

La fel ca la generator, motorul cu excitație independentă are bornele F_1F_2 ale înfășurării de excitație conectate la o sursă separată de tensiune.

Caracteristicile de funcționare ale motorului sunt determinate prin menținerea constantă a tensiunii U de alimentare și a curentului de excitație I_{ex}, pentru valori diferite ale tensiunii de alimentare și ale curentului de excitație obținându-se familii de caracteristici. În continuare vor fi prezentate caracteristica de mers în gol și caracteristica mecanică.

2.9.1.1. Caracteristica de mers în gol

Această caracteristică definește funcționarea motorului cu excitație independentă atunci când nu este cuplată nicio sarcină mecanică la ax, adică $M=0$, ca dependența dintre turație și curentul de excitație:

$$n_o = f(I_{ex})\big|_{U=const,\ M=0} \tag{2.39}$$

Din ecuația tensiunii motorului de c.c. (2.30) rezultă:

$$E = k_e n\Phi = U - R_A I_A - \Delta U_p \Rightarrow n_0 = \frac{U - R_A I_0 - \Delta U_p}{k_e\Phi} \approx \frac{U}{k_e\Phi} \tag{2.40}$$

dacă se consideră că valoarea curentului de mers în gol I_0 este mică și se poate neglija, la fel ca și căderea de tensiune la perii ΔU_p.

Scanned by CamScanner

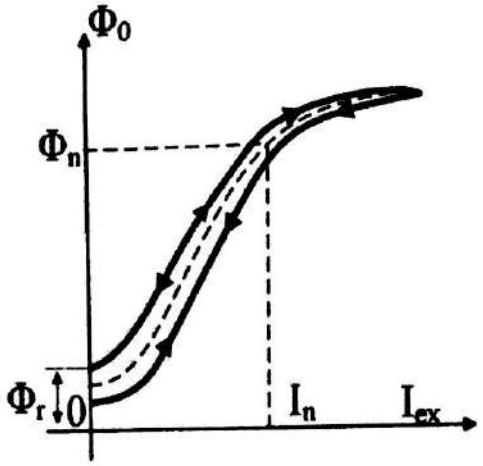


Fig. 2.30. Caracteristica magnetică este neliniară.

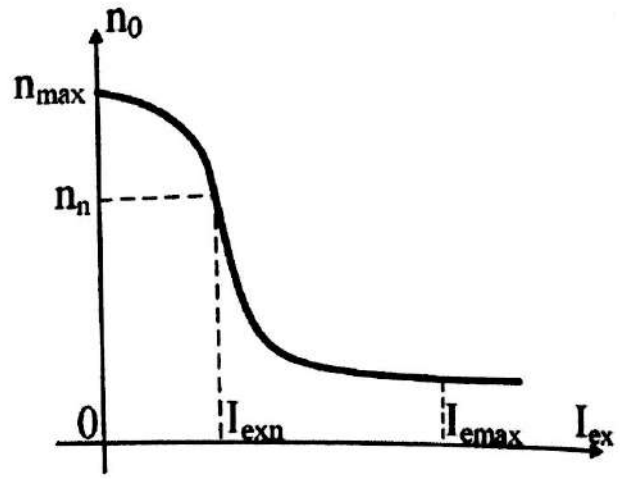


Fig. 2.31. Caracteristica de mers în gol a motorului de c.c. cu excitaţie independentă.

Ţinând cont că dependenţa dintre fluxul magnetic şi curentul de excitaţie reprezintă caracteristica magnetică a maşinii din figura 2.30 (similară caracteristicii de mers în gol a generatorului de c.c., deoarece fluxul este proporţional cu tensiunea de mers în gol la turaţie constantă), rezultă caracteristica de mers în gol din figura 2.31.

Turaţia maximă n_{0max} din caracteristica de mers în gol se obţine atunci când se anulează curentul de excitaţie:

$$n_{0\max} = n_0\big|_{I_{ex}=0} = \frac{U_n}{k_e \Phi_{rem}} \tag{2.41}$$

Deoarece fluxul remanent Φ_{rem} are valori reduse, turaţia maximă ia valori foarte ridicate. Pentru a se evita distrugerea mecanică a maşinii datorită forţelor centrifuge importante, caracteristica de mers în gol nu se ridică pentru valori ale turaţiei mai mari de 1,25 ori turaţia nominală. De asemenea, din cauza saturaţiei magnetice, la creşterea curentului de excitaţie peste o anumită valoare, fluxul magnetic creşte nesemnificativ, ceea ce duce la plafonarea scăderii turaţiei. În plus, curentul de excitaţie nominal nu trebuie depăşit cu mai mult de 25% şi pentru o perioadă scurtă de timp, pentru a evita supraîncălzirea înfăşurării de excitaţie.

Caracteristica de mers în gol a motorului de c.c cu excitaţie independentă arată posibilitatea reglării turaţiei acestui motor în limite largi, prin modificarea curentului de excitaţie.

2.9.1.2. Caracteristica mecanică

Se defineşte ca dependenţa unei mărimi mecanice, respectiv turaţia, în funcţie de cealaltă mărime mecanică, respectiv cuplul, când tensiunea de alimentare şi curentul de excitaţie sunt păstrate constante:

$$n = f(M)\big|_{U=const,\ I_{ex}=const} \tag{2.42}$$

Scanned by CamScanner

Caracteristica mecanică poate fi obţinută pentru orice tip de motor, fie electric fie termic, şi este foarte importantă deoarece defineşte performanţele mecanice ale motorului.

Din ecuaţia tensiunii motorului rezultă:

$$n = \frac{U - R_A I_A - \Delta U_p}{k_e \Phi} = \frac{U - \Delta U_p}{k_e \Phi} - \frac{R_A M}{k_e k_M \Phi^2} = n_0 - k' M \qquad (2.43)$$

unde s-a ţinut cont de expresia cuplului (2.27) $M = k_M \Phi I_A$. Se observă din (2.43) că turaţia n depinde liniar de cuplu M, ca în figura 2.32.

Odată cu creşterea cuplului M la axul maşinii, creşte şi curentul I_A absorbit, ceea ce duce la creşterea intensităţii câmpului de reacţie transversală a indusului (v. § 2.6.1) şi la scăderea fluxului util ϕ în maşină. Din relaţia (2.43) se observă că odată cu scăderea fluxului rezultă creşterea turaţiei. Acest efect este negativ, deoarece creşterea turaţiei la motoarele necompensate duce la creşterea puterii la ax ($P_{ax} = M \cdot 2\pi n$), ceea ce face ca puterea electrică absorbită de motor să crească şi, la tensiune de alimentare constantă, să crească şi curentul I_A din indus. Aceasta produce o amplificare a reacţiei transversale şi o continuare a accelerării motorului. Astfel, motorul poate intra într-un regim instabil de funcţionare prin care se ambalează periculos, iar curentul prin înfăşurarea rotorică creşte peste valorile nominale admise. Acest efect negativ se elimină prin introducerea unei înfăşurări de compensare şi obţinerea unei caracteristici mecanice liniare (fig. 2.32), fără riscul ambalării motorului.

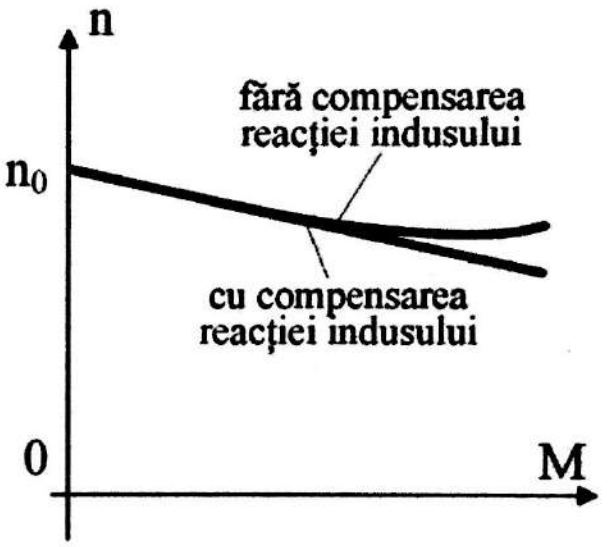


Fig. 2.32. Caracteristica mecanică a motorului de c.c. cu excitaţie independentă.

Caracteristica mecanică a motorului cu excitaţie independentă este o caracteristică dură, la care turaţia scade puţin cu creşterea cuplului la ax. De aceea, acest motor se pretează în aplicaţii ce necesită menţinerea turaţiei constante, cum ar fi la laminoare, concasoare, diferite maşini-unelte de prelucrare prin aşchiere.

Scanned by CamScanner

2.9.2. Motorul de c.c. cu excitaţie serie

Faţă de motorul cu excitaţie independentă unde curentul de excitaţie poate fi menţinut constant sau se poate modifica independent de curentul din indus, la motorul serie curentul de excitaţie este egal cu cel absorbit de motor şi se modifică odată cu modificarea cuplului la ax. Din acest motiv, comportamentul motorului serie şi caracteristica sa mecanică sunt diferite.

De asemenea, la acest tip de motor nu se poate ridica o caracteristică de mers în gol, deoarece la funcţionarea fără cuplu la ax curentul absorbit de motor scade foarte mult, ceea ce duce la scăderea curentului de excitaţie şi a fluxului magnetic în maşină, producând ambalarea şi distrugerea motorului. De aceea, în continuare se va prezenta numai caracteristica mecanică a motorului serie.

2.9.2.1. Caracteristica mecanică

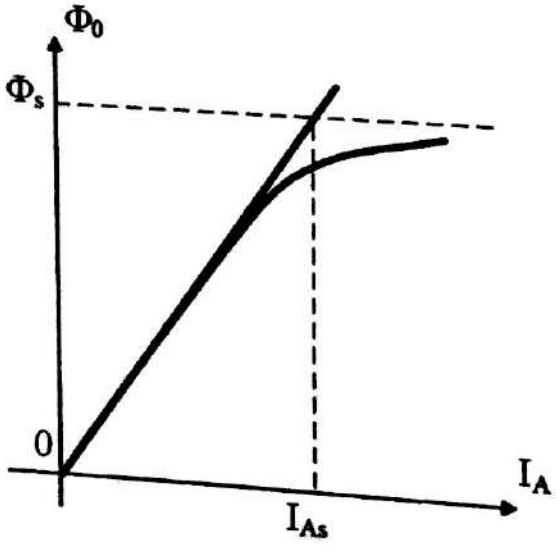


Fig.2.33. Caracteristica magnetică a motorului de c.c.

Caracteristica se defineşte similar cu cea a motorului cu excitaţie independentă dată de relaţia (2.42), cu deosebirea că, de această dată, nu curentul de excitaţie este menţinut constant, ci rezistenţa de excitaţie:

$$n = f(M)\big|_{U=const,\ R_{ex}=const} \quad (2.44)$$

Dacă presupunem caracteristica magnetică neliniară a maşinii din figura 2.33, se observă că putem aproxima fluxul magnetic în funcţie de curentul de excitaţie, respectiv de curentul I_A absorbit de motor, după relaţia [3],[4]:

$$\Phi = \Phi_s \frac{I_A}{I_A + I_{A_s}} \quad (2.45)$$

în care s-a notat cu Φ_s fluxul magnetic la saturaţie, iar cu I_{As} valoarea curentului din indus ce corespunde intersecţiei tangentei la porţiunea liniară a caracteristicii magnetice din figura 2.33 cu orizontala dată de fluxul Φ_s.

Din relaţia cuplului maşinii de curent continuu (2.27), înlocuind expresia fluxului (2.45) rezultă:

$$M = k_M \Phi I_A = k_M \Phi_s \frac{I_A^2}{I_A + I_{A_s}} \quad (2.46)$$

Scanned by CamScanner

Această relaţie se poate scrie în funcţie de valoarea curentului I_A, astfel:

$$M = k_M \Phi_s \frac{I_A^2}{I_A + I_{A_s}} = \begin{cases} k_M \Phi_s \dfrac{I_A^2}{I_{A_s}} = c I_A^2, & I_A << I_{A_s} \\ k_M \Phi_s I_A = c I_A, & I_A >> I_{A_s} \end{cases} \tag{2.47}$$

Relaţia turaţiei (2.43) se poate rescrie ca:

$$n = \frac{U - R_A I_A - \Delta U_p}{k_e \Phi} = \frac{1}{2\pi}\left(\frac{U - \Delta U_p}{M} I_A - \frac{R_A}{M} I_A^2\right) \tag{2.48}$$

Scriind curentul I_A în funcţie de cuplul M din relaţia (2.47) şi înlocuind în (2.48), rezultă:

$$n = \begin{cases} c_1 \dfrac{\sqrt{M}}{M} - c_2 \dfrac{M}{M} = \dfrac{c_1}{\sqrt{M}} - c_2 & M << M_s \\ c_1' \dfrac{M}{M} - c_2' \dfrac{M^2}{M} = c_1' - c_2' M, & M >> M_s \end{cases} \tag{2.49}$$

unde s-a notat cu M_s cuplul corespunzător curentului I_{As} din relaţia (2.44), iar cu c_1, c_2, c_1' şi c_2' constante ce depind de tensiunea de alimentare U, de fluxul magnetic de saturaţie Φ_s, de constanta mecanică a maşinii k_M, de rezistenţa indusului R_A şi de căderea de tensiune la perii ΔU_p.

Din relaţiile (2.49) rezultă că la valori mici ale cuplului, turaţia variază cu $1/\sqrt{M}$, iar la valori mari ale cuplului, turaţia scade liniar cu creşterea cuplului, ca în figura 2.34. Se spune că motorul de c.c. serie are o *caracteristică mecanică moale*, adică turaţia scade semnificativ cu creşterea cuplului la ax. Acest lucru este favorabil în tracţiunea electrică unde viteza trebuie adaptată în funcţie de sarcină (cuplu). Astfel, pentru un interval important de variaţie a cuplului (sarcinii la ax) produsul M x n este aproape constant, ceea ce înseamnă că şi $P_{mec} = M\Omega = \mathrm{M}\ 2\pi\mathrm{n} = \text{const}$. Cu alte cuvinte, motorul de c.c. serie îşi adaptează turaţia astfel încât la creşterea cuplului puterea absorbită rămâne aproximativ constantă. Acest motor nu are nevoie de cutie de viteze precum un motor termic de pe un automobil obişnuit.

Din acest motiv şi datorită posibilităţii de a modifica uşor turaţia prin modificarea tensiunii la borne, acest motor a fost folosit cu precădere în tracţiunea electrică (tramvaie, troleibuze, metrou, lifturi, macarale). În ultima perioadă de timp, odată cu dezvoltarea tehnologiei de fabricaţie a dispozitivelor semiconductoarelor de putere, motorul asincron, care este mai robust şi mai ieftin, a înlocuit din ce în ce mai mult motorul de c.c. serie în acest tip de aplicaţii. Motorul rămâne încă preferat în aplicaţii unde se doreşte o acţionare simplă şi mai ieftină, sau unde se doreşte o funcţionare mai silenţioasă (de exemplu, la acţionarea lifturilor) [15], [16].

Scanned by CamScanner

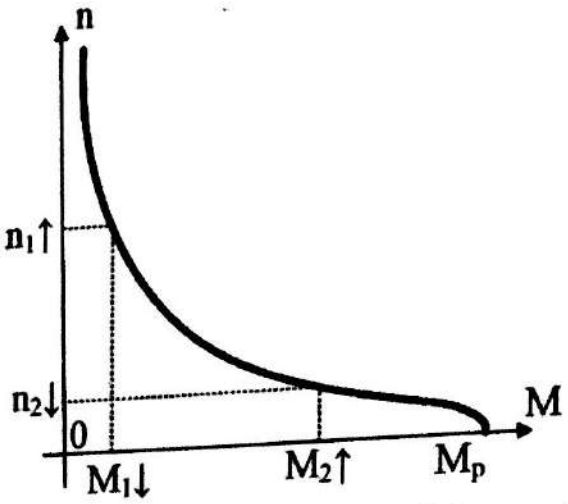


Fig. 2.34. Caracteristica mecanică a unui motor de c.c. serie.

Din relaţia (2.49) se mai observă că atunci când cuplul tinde la zero $M \to 0$ turaţia tinde la infinit $n \to \infty$, adică motorul se ambalează şi se poate distruge mecanic din cauza forţelor centrifuge importante. Din acest motiv motorul serie nu se lasă niciodată fără sarcină, el fiind cuplat permanent la osia roţilor de antrenare.

2.10. Acţionarea electrică a motoarelor de c.c.

În funcţie de tipul aplicaţiilor ce folosesc acţionări electrice cu motoare de curent continuu este necesară implementarea de metode pentru *pornirea motoarelor*, *reglajul turaţiei* şi pentru *frânare*. Astfel, există situaţii când este necesară numai pornirea motorului de c.c., acesta urmând să funcţioneze la turaţie constantă, iar oprirea se face prin deconectare de la sursa de alimentare. În alte aplicaţii mai complexe, precum tracţiunea electrică (tramvaie, metrou, lifturi etc.), motorul necesită porniri, accelerări şi frânări repetate. În funcţie de modul lor de implementare, sistemele de acţionare electrică cu motoare de curent continuu diferă prin eficienţa lor energetică, răspunsul dinamic al acţionării, prin putere şi turaţie maximă, dar şi costuri şi simplitatea constructivă [18].

În continuare vor fi prezentate metodele de pornire, de reglare a turaţiei şi de frânare pentru motoarele de curent continuu, urmate de câteva scheme electrice de acţionare cu astfel de motoare.

2.10.1. Pornirea motoarelor de c.c.

La fel ca orice motor electric, atunci când este alimentat la tensiunea nominală, motorul de c.c. absoarbe un curent de pornire important, chiar până la un ordin de mărime mai mare decât curentul nominal. Cu cât motorul este de putere mai mare şi procesul de pornire mai îndelungat, momentul de inerţie al maselor în mişcare este mai mare. De asemenea, cuplarea unei sarcini mecanice la ax îngreunează procesul porniri. Curenţii

Scanned by CamScanner

de valoare mare precum şi şocul de cuplu la pornire solicită termic şi mecanic motorul cu riscul deteriorării acestuia. De aceea, pentru motoare de puteri mari şi/sau pentru motoarele cu porniri repetate se iau măsuri speciale pentru o pornire lină, fără şoc de cuplu şi cu un curent de pornire redus.

Din relaţia (2.26) rezultă că t.e.m. la pornire $E = k_e \Phi n = 0$. Înlocuind în ecuaţia tensiunii (2.30) rezultă expresia curentului de pornire I_{Ap}:

$$U = 0 + R_A I_{Ap} + \Delta U_p \Rightarrow I_{Ap} = \frac{U - \Delta U_p}{R_A} \tag{2.50}$$

Curentul la pornire este mare deoarece rezistenţa înfăşurării indusului R_A de la numitorul relaţiei (2.49) are valoare mică. De aceea, cele două metode principale pentru reducerea curentului de pornire sunt:

- ✓ *pornirea reostatică* – se realizează prin introducerea unei rezistenţe în serie cu circuitul indusului, astfel încât să crească valoarea numitorului ecuaţia (2.50); odată cu creşterea turaţiei şi respectiv a valorii tensiunii electromotoare E, curentul scade şi se poate reduce valoarea reostatului de pornire până la scurtcircuitarea sa;
- ✓ *pornirea cu tensiune redusă* – se realizează prin aplicarea unei tensiuni reduse la bornele motorului; odată cu creşterea turaţiei, creşterea tensiunii electromotoare E şi reducerea curentului, tensiunea poate fi crescută gradat, până la valoarea nominală.

2.10.1.1. Pornirea reostatică

Aşa cum s-a arătat anterior, la pornirea reostatică prin introducerea unei rezistenţe în circuitul indusului rezultă o valoare redusă a curentului de pornire:

$$I'_{A_p} = \frac{U - \Delta U_p}{R_A + R_p} \tag{2.51}$$

Pentru motorul de c.c cu excitaţie independentă din relaţia (2.43) rezultă expresia turaţiei în funcţie de curentul din indus I_A:

$$n = \frac{U - (R_A + R_p) I_A - \Delta U_p}{k_e \Phi} = n_0 - \frac{(R_A + R_p) I_A}{k_e \Phi} \tag{2.52}$$

Folosind expresia (2.52) se poate trasa o familie de caracteristici $n = f(I_A)$; caracteristicile au panta cu atât mai mare cu cât valoarea reostatului de pornire R_p este mai mare (fig. 2.35).

La pornire când $n = 0$, valoarea reostatului este maximă. Dacă se impune valoarea curentului de pornire egală cu I_{max}, rezultă:

$$R_p = \frac{U - \Delta U_p}{I_{max}} - R_A \tag{2.53}$$

Scanned by CamScanner

Când motorul ajunge la turaţia n' atunci valoarea reostatului de pornire poate fi redusă la $R_p^{'}$ astfel încât se trece pe o nouă caracteristică $n = f(I_A)$. Noua valoare a reostatului se calculează pentru ca valoarea curentului să nu depăşească curentul maxim impus:

$$I_{max}: R_p^{'} = \frac{U - k_e \Phi n' - \Delta U_p}{I_{\max}} - R_A \tag{2.54}$$

La atingerea turaţiei $n'' > n'$ se reduce din nou valoarea reostatului de pornire la $R_p^{"}$ după o relaţie analoagă cu (2.54). Procesul continuă până când se scurtcircuitează reostatul de pornire şi motorul ajunge la turaţia sa nominală.

Pornirea reostatică este simplă şi deseori folosită şi ca metodă pentru reglarea turaţiei. Până la dezvoltarea electronicii de putere, reglajul reostatic a fost folosit pe scară largă în tracţiunea electrică în sisteme de acţionare cu motoare de curent continuu cu excitaţie serie. Din cauza pierderilor Joule prin reostatul de pornire, eficienţa energetică a acestui tip de acţionare este slabă, reostatul de pornire având gabarite mari pentru a putea ceda eficient căldura produsă. Sistemele moderne folosesc preponderent pornirea cu tensiune redusă, reglajul tensiunii fiind preferat şi pentru reglajul turaţiei.

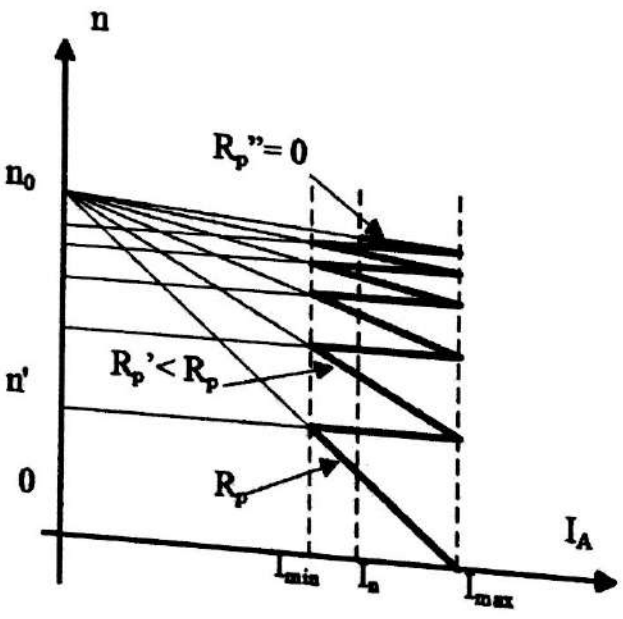


Fig. 2.35. Pornirea reostatică la motorul de c.c. cu excitaţie independentă.

La maşinile de puteri mici, utilizate în scop casnic şi echipate cu motoare universale (motoare similare constructiv cu motorul de c.c. serie, dar alimentate în curent alternativ), cum ar fi mixerele, maşinile-unelte portabile, aspiratoarele, se practică încă reglajul de turaţie reostatic deoarece este simplu şi ieftin de implementat.

Pornirea reostatică a motorului de c.c cu excitaţie serie este similară celei a motorului cu excitaţie independentă. Astfel, se pleacă de la o valoare maximă a reostatului de pornire calculată după relaţia (2.53), care se scade treptat. Forma caracteristicilor $n = f(I_A)$ este dată de o relaţie similară (2.52) dar se ţine seama că fluxul magnetic nu mai este constant ca la motorul cu excitaţie independentă, ci depinde de curentul I_A din indus. Din relaţiile

Scanned by CamScanner

(2.47) şi (2.48) rezultă expresia turaţiei în funcţie de curent:

$$n=\begin{cases} k_1\dfrac{1}{I_A}-k_2(R_A+R_p) & I_A << I_{As} \\ k_1-k_2(R_A+R_p)I_A, & I_A >> I_{As} \end{cases} \tag{2.55}$$

unde k_1 şi k_2 sunt constante care depind de fluxul magnetic de saturaţie Φ_s, de tensiunea de alimentare U şi constanta mecanică a maşinii k_M şi de căderea de tensiune la perii ΔU_p.

Din relaţiile (2.55) se observă că pentru valori reduse ale curentului din indus, turaţia depinde de inversul curentului indiferent de valoarea curentului de excitaţie. Pentru curenţi mai mari, turaţia scade liniar cu curentul din indus, panta caracteristicii fiind dată de rezistenţa din indus (R_A + R_p), similar cu pornirea reostatică la maşina de c.c. cu excitaţie independentă.

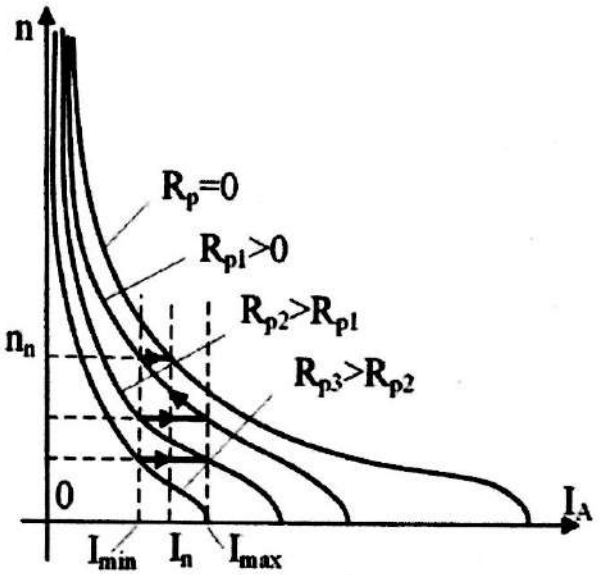


Fig. 2.36. Pornirea reostatică a motorului de c.c. cu excitaţie serie.

2.10.1.2. Pornirea cu tensiune redusă

Din relaţia (2.50) rezultă că valoarea curentului de pornire este cu atât mai mică cu cât tensiunea de alimentare este mai redusă, după relaţia:

$$I'_{A_p}=\frac{U'-\Delta U_p}{R_A} \tag{2.56}$$

Pentru motorul de c.c. cu excitaţie independentă, din ecuaţia (2.52) putem scrie expresia turaţiei în funcţie de tensiunea de alimentare:

$$n=\frac{U-R_AI_A-\Delta U_p}{k_e\Phi}=n_{0n}\frac{U}{U_n}-\frac{R_A}{k_e\Phi}I_A \tag{2.57}$$

în care turaţia de mers în gol n_0 depinde de turaţia nominală n_{0n} după relaţia $n_0=n_{0n}\dfrac{U}{U_n}$. Astfel, caracteristicile $n=f(I_A)$ sunt drepte paralele ce pleacă din valoarea n_0, valoare ce depinde de tensiunea de alimentare U, ca în figura 2.37a.

Scanned by CamScanner

În mod similar cu relaţia (2.55) rezultă caracteristicile $n = f(I_A)$ şi pentru motorul cu excitaţie serie:

$$n = \begin{cases} Uk_1' \dfrac{1}{I_A} - k_2 R_A & I_A << I_{As} \\ Uk_1' - k_2 R_A I_A, & I_A >> I_{As} \end{cases} \qquad (2.58)$$

Caracteristicile turaţiei din figura 2.37.b) au la valori mari ale curentului zonele de liniaritate paralele între ele (panta caracteristicii nu depinde de tensiune), iar la valori reduse ale curenţilor, în zona hiperbolică, turaţia este proporţională cu tensiunea pentru aceeaşi valoare a curentului. Şi în acest caz pot fi determinate valorile tensiunii aplicate la borne pentru care curentul să nu depăşească o valoare maxim impusă, pornirea realizându-se prin creşterea graduală (în trepte sau uniformă) a tensiunii de alimentare.

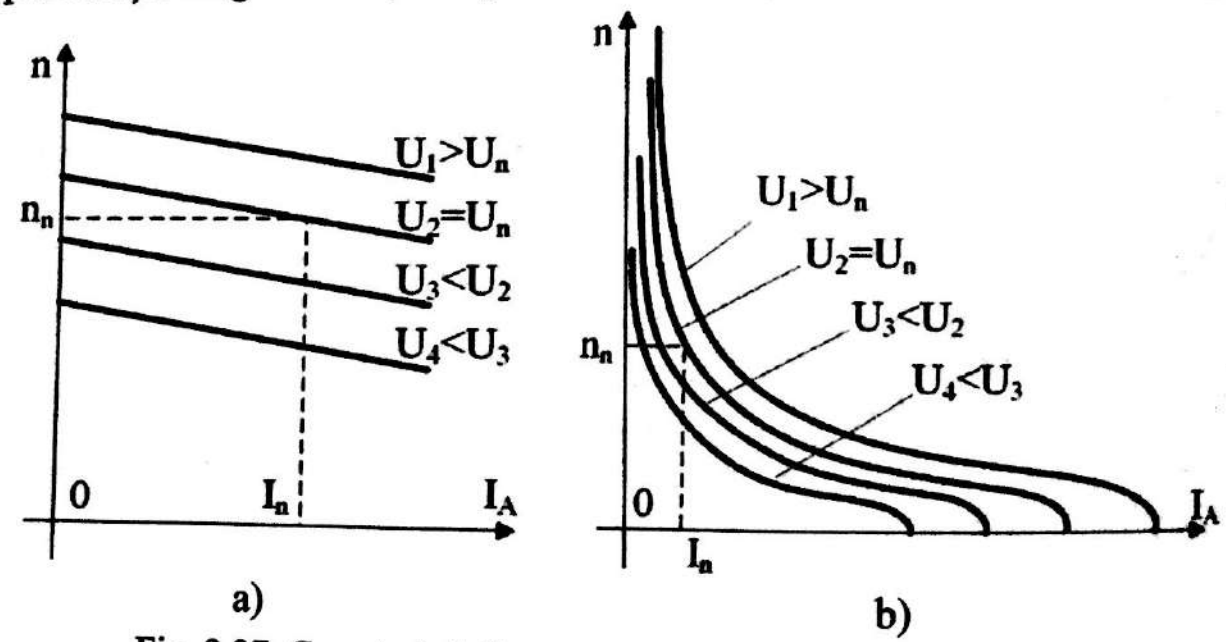


Fig. 2.37. Caracteristicile $n = f(I_A)$ pentru motorul de c.c. cu excitaţie: a) independentă, b) serie.

2.10.2. Reglajul turaţiei motoarelor de c.c.

Aşa cum rezultă din ecuaţia tensiunii motorului de c.c.:

$$U = E + R_A I_A + \Delta U_p = k_e \Phi n + R_A I_A + \Delta U_p \qquad (2.59)$$

turaţia motoarelor de curent cōntinuu se poate regla simplu prin:

- ✓ *reglajul reostatic* – se face prin introducerea unei rezistenţe în circuitul indusului. Cu cât valoarea reostatului din circuitul indusului este mai mare, cu atât rezultă o t.e.m. E mai mică, respectiv o turaţie mai redusă. Această metodă este folosită în corelare cu metoda de pornire reostatică, acelaşi reostat fiind folosit pentru pornire cât şi pentru reglajul turaţiei;

Scanned by CamScanner

- ✓ *modificarea tensiunii de alimentare* – dacă se neglijează căderile de tensiune pe înfăşurarea indusului $R_A I_A$ şi căderea de tensiune la perii ΔU_p, tensiunea la borne U este egală cu tensiunea electromotoare E care este proporţională cu turaţia dacă se menţine fluxul magnetic constant. Turaţia este deci proporţională cu tensiunea de alimentare;
- ✓ *prin modificarea fluxului magnetic* – de obicei acest tip de reglaj se face în sensul slăbirii fluxului magnetic Φ, ceea ce conduce, pentru aceeaşi tensiune de alimentare, la creşterea turaţiei. Slăbirea fluxului magnetic se face după atingerea valorii maxime a tensiunii de alimentare (egală cu tensiunea nominală).

2.10.2.1. Reglajul reostatic.

Aşa cum s-a arătat la pornirea reostatică (v. § 2.10.1.1), prin introducerea unui reostat de pornire în circuitul indusului se modifică panta caracteristicii $n = f(I_A)$, atât la motorul cu excitaţie independentă cât şi la cel cu excitaţie serie. Deoarece cuplul electromagnetic depinde de curentul din indus I_A şi caracteristicile mecanice $n = f(M)$ se modifică în funcţie de valoarea reostatului de pornire.

Pentru un motor de c.c. cu excitaţie independentă rezultă caracteristica mecanică $n = f(M)$ de forma:

$$n = \frac{U - (R_A + R_p) I_A - \Delta U_p}{k_e \Phi} = n_0 - \frac{(R_A + R_p) M}{k_e k_M \Phi^2} \qquad (2.60)$$

La un cuplu de sarcină dat, din figura 2.38 a caracteristicii mecanice se observă că reglajul reostatic al turaţiei este mai eficient pentru cupluri mai mari şi mai puţin eficient la cupluri reduse.

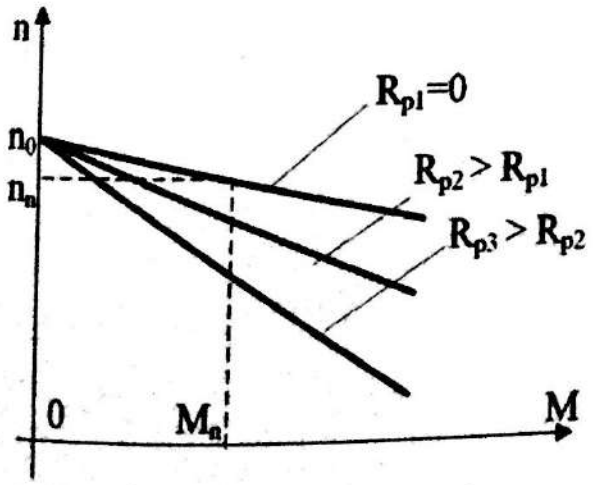


Fig. 2.38. Reglajul reostatic al turaţiei la motorul de c.c cu excitaţie separată.

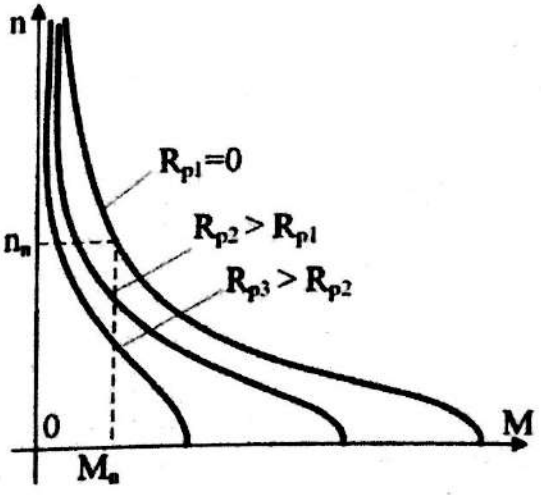


Fig. 2.39. Reglajul reostatic al turaţiei la motorul de c.c cu excitaţie serie.

Scanned by CamScanner

Pentru motorul cu excitaţie serie, caracteristica mecanică este dată de relaţiile:

$$n=\begin{cases}\dfrac{c_1}{\sqrt{M}}-c_2=\dfrac{c_1}{\sqrt{M}}-R_Ac_{22} & M<<M_s\\ c_1'-c_2M=c_1'-R_Ac_{22}M, & M>>M_s\end{cases} \tag{2.61}$$

unde constanta c_2 este proporţională cu rezistenţa din indus R_A. Prin introducerea unei rezistenţe auxiliare în circuitul indusului (sau a unui reostat de pornire) panta caracteristicii se modifică ca în figura 2.39. Reglajul reostatic nu este eficient la sarcini mici, unde în general motorul serie se ambalează, el fiind eficient la sarcini medii, după care reglajul turaţiei devine din nou mai ineficient la cupluri ridicate.

Ca şi pornirea reostatică, reglajul turaţiei prin înserierea unei rezistenţe în circuitul rotorului, deşi este simplu de realizat, este ineficient din punct de vedere energetic, prin reostatul de reglaj trecând curenţii importanţi ce produc pierderi Joule.

2.10.2.2. Reglajul turaţiei prin modificarea tensiunii de alimentare

O metodă de reglaj a turaţiei mai eficientă energetic constă în modificarea tensiunii de alimentare.

Familia de caracteristici mecanice $n=f(M)$ ale motorului cu excitaţie independentă este similară familiei de caracteristici $n=f(I_A)$ şi se obţine scriind curentul I_A din ecuaţia (2.57) funcţie de cuplul mecanic M:

$$n=n_{0n}\frac{U}{U_n}-\frac{R_A}{k_e\Phi}I_A=n_{0n}\frac{U}{U_n}-\frac{R_A}{k_ek_M\Phi^2}M \tag{2.62}$$

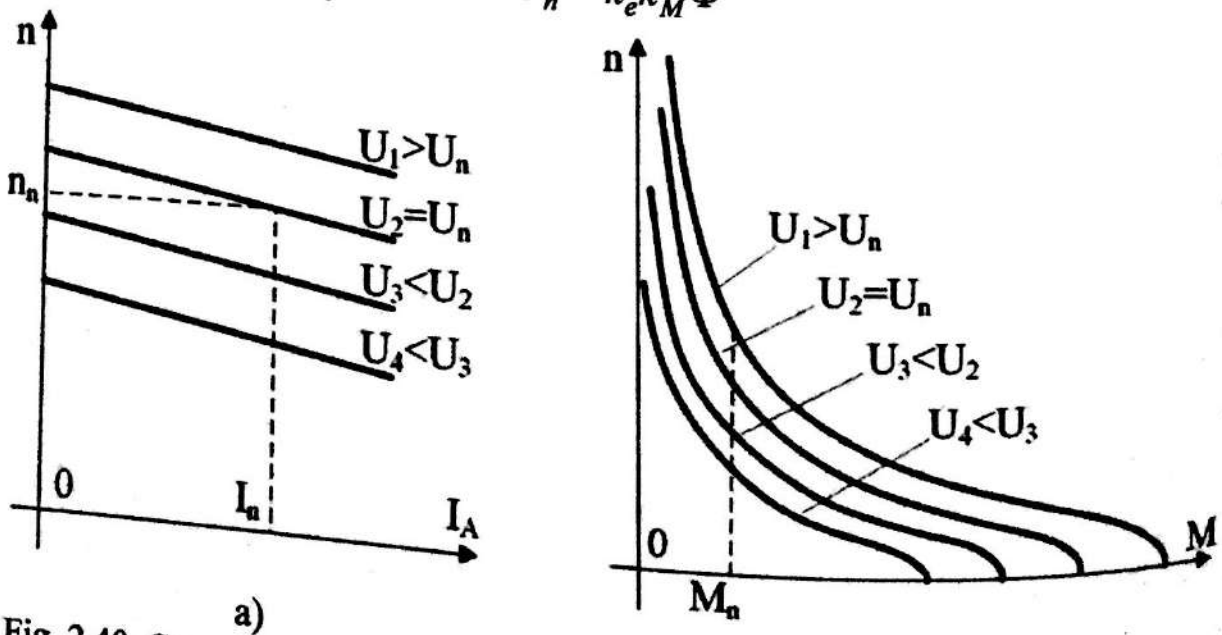


Fig. 2.40. Caracteristicile mecanice $n=f(M)$ şi reglajul turaţiei prin modificarea tensiunii de alimentare: la motorul de c.c. cu excitaţie: a) independentă, b) serie.

Scanned by CamScanner

Din figura 2.40.a) se observă că reglajul turaţiei prin tensiune este eficient pe întreaga plajă de cuplu, caracteristicile sunt paralele, adică turaţia creşte sau scade proporţional cu creşterea, respectiv scăderea tensiunii de alimentare, indiferent de cuplul la ax.

La motorul serie, caracteristicile mecanice sunt puţin diferite de caracteristicile $n = f(I_A)$ şi se obţin prin explicitarea curentului I_A funcţie de cuplul M în relaţia (2.58):

$$n = \begin{cases} \dfrac{c_1}{\sqrt{M}} - c_2 = U\dfrac{c_{11}}{\sqrt{M}} - c_2 & M << M_s \\ c_1' - c_2 M = U c_{11}' - c_2 M, & M >> M_s \end{cases} \tag{2.63}$$

Din relaţiile (2.63) se observă că în zona proporţională cu $1/\sqrt{M}$ la valori reduse ale sarcinii (fig. 2.40.b), turaţia este proporţională cu tensiunea de alimentare, în timp ce în zona de sarcini mari, turaţia n scade liniar cu cuplul M, cu panta dată de constanta c_2 care nu depinde de tensiunea de alimentare. Deci în zona de cupluri mici turaţia este proporţională cu tensiunea de alimentare, iar la cupluri medii şi mari, caracteristicile mecanice sunt paralele. Astfel, reglajul turaţiei prin modificarea tensiunii este eficient şi la cupluri reduse şi la cupluri mari.

2.10.2.3. Reglajul turaţiei prin slăbire de flux

O altă metodă de reglaj a turaţiei motorului de c.c. este prin modificarea curentului de excitaţie, respectiv prin slăbirea fluxului magnetic din maşină. Acest tip de reglaj se face prin introducerea unui reostat în circuitul de excitaţie şi reducerea curentului de excitaţie.

La motorul de c.c. cu excitaţie independentă, scăderea fluxului duce la creşterea turaţiei după relaţia:

$$n = \frac{U - R_A I_A - \Delta U_p}{k_e \Phi} = \frac{U - \Delta U_p}{k_e \Phi} - \frac{R_A M}{k_e k_M \Phi^2} \tag{2.64}$$

ceea ce înseamnă că turaţia de mers în gol $n_0 = \dfrac{U - \Delta U_p}{k_e \Phi}$ creşte odată cu scăderea fluxului Φ, iar panta caracteristicii date de $\dfrac{R_A}{k_e k_M \Phi^2}$ creşte, aşa cum se observă şi în figura 2.41.

Dacă se ţine cont că puterea mecanică este $P_{mec} = M 2\pi n$ rezultă că în planul $n - M$ puterea mecanică nominală, care este o constantă a maşinii, P_n = const., se reprezintă ca o hiperbolă ($n \sim 1/M$). În figura 2.41 este haşurată zona ce depăşeşte valoarea puterii nominale $P > P_n$ pentru care pierderile în motor depăşesc valorile admise.

Scanned by CamScanner

De asemenea, la slăbirea fluxului în maşinile necompensate, din cauza reacţiei transversale a indusului, fenomenul de ambalare şi instabilitate în funcţionare apare mai rapid.

Din aceste cauze, slăbirea de flux nu este eficientă ca metodă de reglaj al turaţiei decât la sarcini reduse, după atingerea tensiunii nominale, atunci când se doreşte obţinerea unor turaţii mai mari decât turaţia nominală.

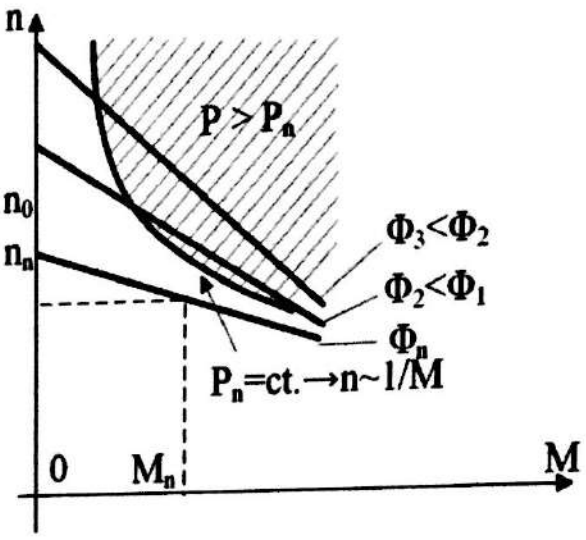


Fig. 2.41. Reglajul turaţiei prin slăbire de flux la motorul de c.c. cu excitaţie independentă.

La motoarele de curent continuu cu excitaţie serie slăbirea de flux este şi mai puţin folosită, la valori mici ale fluxului motorul ambalându-se. Pentru aceste motoare slăbirea de flux se face prin conectarea unei rezistenţe de reglaj (rezistenţe de şuntare) în paralel cu rezistenţa de excitaţie.

2.10.3. Frânarea motoarelor de curent continuu

În acţionările electrice este nevoie de multe ori ca motorul să frâneze, nefiind suficientă reducerea turaţiei prin metodele de reglaj prezentate anterior. Dintre metodele de frânare cele mai întâlnite sunt: frânarea dinamică, recuperativă, contracurent şi frânarea potenţială.

2.10.3.1. Frânarea dinamică

Acest tip de frânare se realizează prin trecerea maşinii din regim de motor în regim de generator ce debitează energie electrică pe o rezistenţă. Generatorul produce la ax un cuplu rezistent (de sens opus sensului de rotaţie) care este cu atât mai mare cu cât curentul debitat pe sarcină este mai mare.

Aşa cum se observă în figura 2.42, la deconectarea bornelor de alimentare ale motorului şi conectarea acestora pe o rezistenţă se disting două aspecte: nemaifiind alimentat, motorul trece în regim de generator şi, prin conectarea rezistenţei, panta caracteristicii mecanice se modifică şi trece prin zero.

La funcţionarea în regim de generator ecuaţiile de tensiuni devin:

$$U = R_s I_A = E - R_A I_A - \Delta U_p \approx k_e \Phi n - R_A I_A \qquad (2.65)$$

unde s-a notat cu R_S rezistenţa de sarcină pe care debitează generatorul.

Scanned by CamScanner

De aici rezultă expresia turaţiei:

$$n = \frac{R_A + R_S}{k_e \Phi} I_A = \frac{R_A + R_S}{k_e k_M \Phi^2} M \qquad (2.66)$$

unde s-a ţinut cont de expresia cuplului $M = k_M \Phi I_A$.

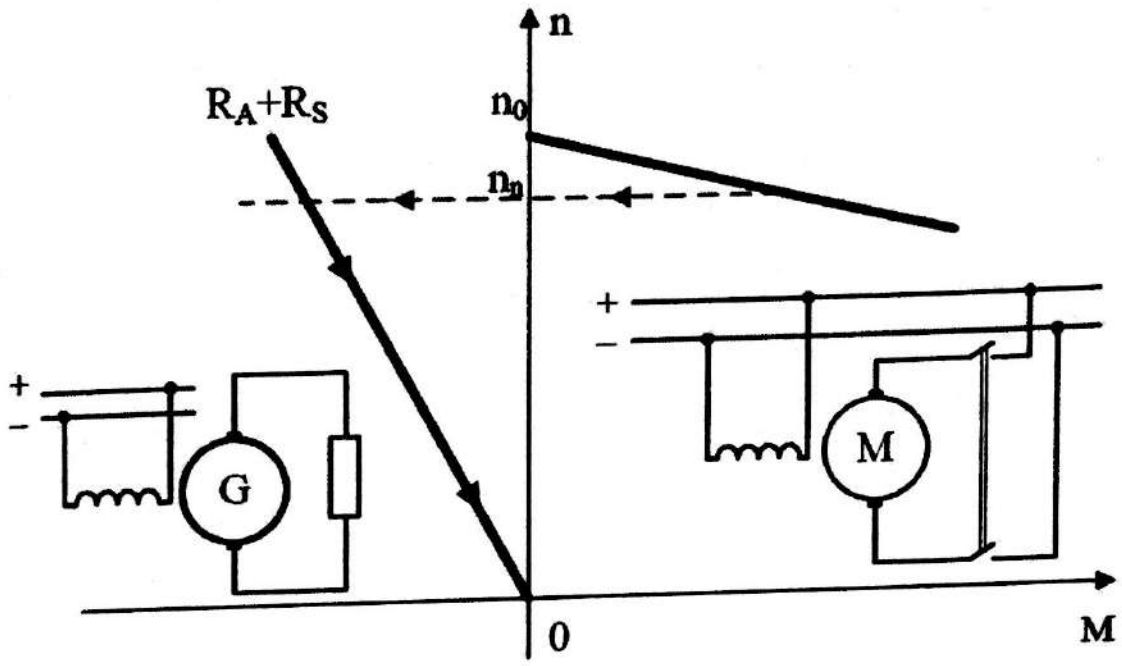


Fig. 2.42. Frânarea dinamică a motorului de c.c. cu excitaţie independentă.

Caracteristica (2.66) trece prin origine (la cuplu $M = 0$ rezultă turaţie nulă). De aceea, această variantă de frânare nu este eficientă la viteze mici, unde cuplul de frânare scade mult şi deci este necesară suplimentarea ei cu o soluţie de frânare mecanică.

2.10.3.2. Frânarea recuperativă

Acest tip de frânare are loc atunci când motorul de c.c. este antrenat din exterior la o turaţie mai mare decât turaţia de mers în gol $n_0 = \frac{U_n}{k_e \Phi}$. În acest moment maşina trece în regim de generator ce debitează putere electrică în reţeaua electrică la care este conectat.

Dacă rescriem relaţia (2.64) a dependenţei turaţiei în funcţie de cuplu,

$$n = \frac{U - \Delta U_p}{k_e \Phi} - \frac{R_A M}{k_e k_M \Phi^2} = n_0 - \frac{R_A M}{k_e k_M \Phi^2} \qquad (2.67)$$

se observă că pentru $n > n_0$ cuplul devine negativ, adică maşina funcţionează în regim de generator.

Scanned by CamScanner

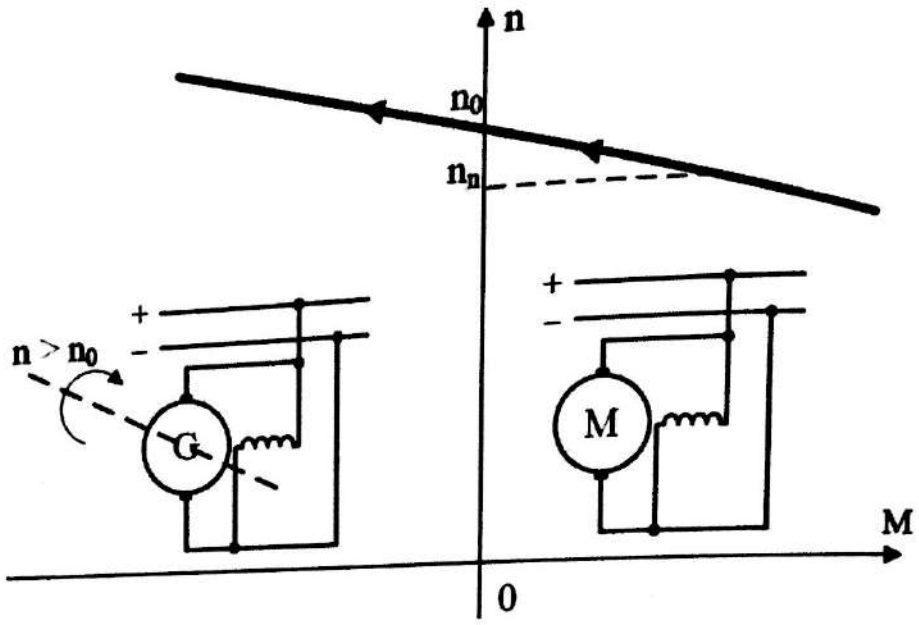


Fig. 2.43. Frânarea recuperativă a motorului de c.c. cu excitaţie independentă.

Acest tip de frânare se numeşte recuperativă deoarece energia de frânare este convertită de generator în energie electrică care este debitată pe reţea. Frânarea recuperativă se întâlneşte des în tracţiunea electrică când vehiculul electric (troleibuz, tramvai etc.) coboară o pantă şi forţa gravitaţională îl accelerează peste turaţia de mers în gol n_0 a motorului. Acest tip de frânare este similar frânei de motor la coborârea unei pante a unui automobil obişnuit. Cuplul de frânare recuperativă are valori reduse şi tinde să menţină vehiculul electric la o viteză apropiată de viteza de mers în gol.

2.10.3.3. Frânarea contracurent

Aşa cum îi spune şi numele, frânarea contracurent se realizează prin inversarea bornelor de alimentare (polarităţii tensiunii de alimentare), ceea ce duce la schimbarea sensului curentului electric prin maşină şi, respectiv schimbarea sensului cuplului (care este proporţional cu curentul din indus), adică la trecerea maşinii în regim de generator:

$$-U_A = E + R_A I_A \Rightarrow I_A = -\frac{U_A + E}{R_A} < 0 \quad \Rightarrow M = k_M \Phi I_A < 0 \quad (2.68)$$

Din relaţiile (2.68) se observă că prin conectarea inversă a bornelor de alimentare ale maşinii, valoarea curentului I_A din indus devine foarte mare şi periculoasă întrucât pierderile Joule din înfăşurare depind de pătratul curentului. De aceea, curentul I_A trebuie redus prin introducerea unei rezistenţe adiţionale în circuitul indusului:

$$I_A = -\frac{U_A + E}{R_A + R_{aux}} < 0 \quad (2.69)$$

Scanned by CamScanner

Din figura 2.44 se observă că panta caracteristicii mecanice se înclină datorită introducerii rezistenţei auxiliare R_{aux} (altfel caracteristica genera-torului ar fi fost paralelă cea a motorului). Acest tip de frânare este eficient, cuplurile de frânare sunt importante şi ajută la oprirea rapidă a maşinii. Dacă se depăşeşte momentul la care maşina s-a oprit, rotorul începe să se învârtă în sens opus. De aceea, la atingerea turaţiei $n = 0$ motorul trebuie deconectat de la sursa de alimentare.

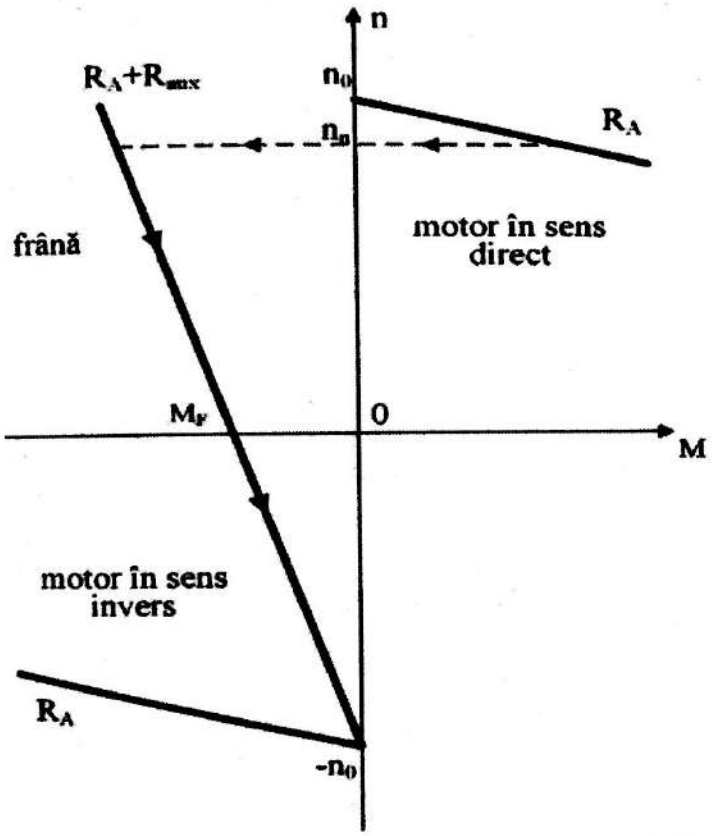


Fig. 2.44. Frânarea contracurent a motorului de c.c. cu excitaţie independentă.

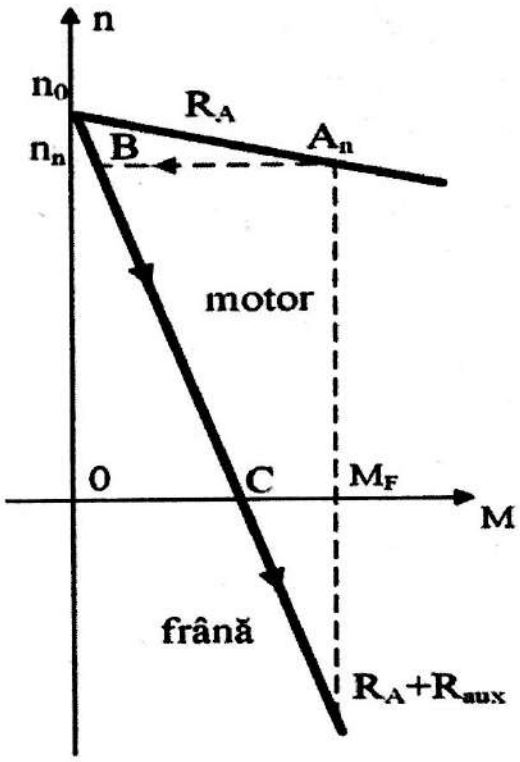


Fig. 2.45. Frânarea rezistivă a sarcinilor potenţiale.

2.10.3.4. Frânarea rezistivă a sarcinilor potenţiale

Frânarea rezistivă se poate utiliza la oprirea din mişcare a lifturilor sau a macaralelor, acolo unde există sarcini caracterizate de energie potenţială $E_p = mgh$. Prin introducerea unei rezistenţe în circuitul indusului, se modifică panta caracteristicii mecanice, aşa cum s-a explicat la reglajul reostatic al turaţiei (v. § 2.10.2.1).

Aşa cum se observă şi în figura 2.45, dacă se consideră cazul unei greutăţi ridicate de o macara la care cuplul sarcinii se păstrează constant, la introducerea rezistenţei în circuitul rotoric, motorul trece din punctul de funcţionare A_n în punctul B (ce corespunde aceleiaşi turaţii). Din cauza cuplului sarcinii, punctul de funcţionare se deplasează pe caracteristica

Scanned by CamScanner

reostatică pentru a atinge punctul de acelaşi cuplu. Acest lucru înseamnă că turaţia motorului încetineşte până într-un punct la care rotorul se opreşte (punctul C din figura 2.45) după care începe să se rotească în sens invers. În acest punct se deconectează alimentarea maşinii, iar sarcina se blochează.

2.10.4. Scheme de acţionare electrică a motoarelor de c.c.

Aşa cum s-a explicat anterior, acţionarea motoarelor de c.c. se poate realiza prin modificarea tensiunii de alimentare, reostatic prin introducerea unei rezistenţe variabile în circuitul indusului sau prin slăbire de flux. În figura 2.46 sunt reprezentate dependenţa tensiunii de alimentare U, a puterii P, curentului absorbit I, a cuplului M şi a fluxului magnetic Φ, în funcţie de turaţia n [12].

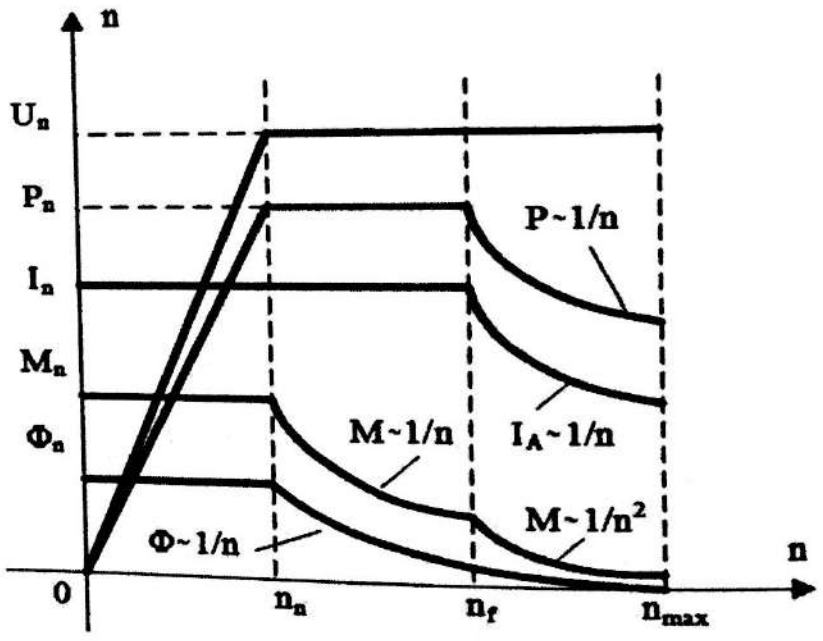


Fig. 2.46. Modificarea tensiunii, curentului, puterii şi cuplului în funcţie de reglajul turaţiei la motorul de c.c.

Se observă că turaţia poate fi crescută până la valoarea nominală n_n prin creşterea tensiunii de alimentare de la zero la U_n după care se poate face slăbire de flux la putere contantă şi egală cu valoarea nominală P_n şi curent nominal I_n. Turaţia poate fi mărită în continuare prin slăbire de flux reducând puterea P cu inversul turaţiei şi curentul tot cu inversul turaţiei până la atingerea turaţiei maxime admisibile mecanic n_{max} a motorului acţionat.

Scanned by CamScanner

Dezvoltarea tehnologiei semiconductoarelor de putere a permis ca reglajul turaţiei la maşina de curent continuu, respectiv pornirea şi frânarea acesteia să se realizeze cu performanţe bune prin controlul tensiunii de alimentare cu ajutorul convertoarelor statice. În continuare se vor prezenta soluţiile cel mai des întâlnite pentru controlul tensiunii de alimentare la motorul de c.c.

2.10.4.1. Alimentarea motorului de c.c de la chopper

Alimentarea maşinilor de c.c. de putere mică, maşini echipate îndeosebi cu magneţi permanenţi, se poate efectua de la choppere de curent continuu cu un tranzistor, ca în figura 2.47.a). Acestea permit o frecvenţă de choppare $f_p=1/T_p$ de ordinul 1..3 kHz (fig. 2.47.b) [12].

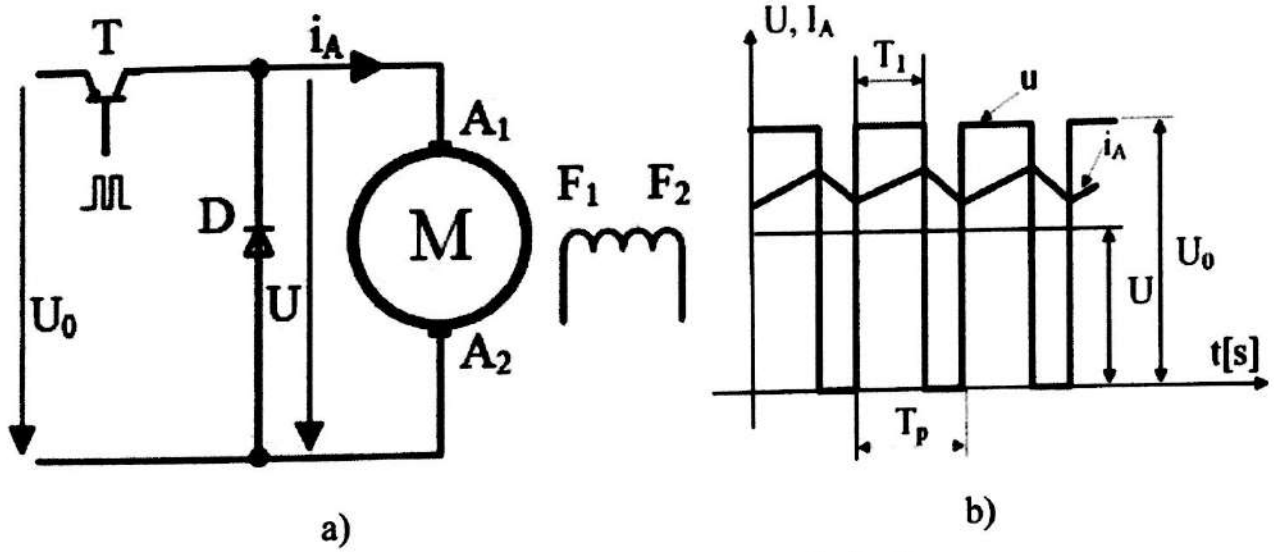


Fig. 2.47. Alimentarea maşinii de c.c. de la chopper.

În cazul maşinilor de c.c de puteri mari folosite în tracţiunea electrică, schema din figura 2.47.a) este realizată cu tiristoare GTO-uri (*gate turn off thyristor*) care pot fi străbătute de curenţi de valori mult mai mari decât tranzistoarele obişnuite, dar au frecvenţe de choppare mai mici, de ordinul 200..500 Hz.

Chopperul se alimentează de la o sursă de curent continuu care poate fi obţinută din sistemul energetic trifazat prin redresare cu o punte cu şase diode şi filtru capacitiv de valoare mare în scopul reducerii armonicilor de 300 Hz ale tensiunii (adică şase pulsuri înmulţite cu frecvenţa reţelei).

Prin modificarea raportului T_1/T_p de la zero la unu, folosind tehnica modulaţiei PWM (*pulse width modulation*), se poate obţine o tensiune medie cu valori între 0 şi U_0 după relaţia:

$$U=\frac{T_1}{T_p}U_0 \qquad (2.70)$$

Scanned by CamScanner

Această schemă de acţionare permite pornirea motorului şi reglajul turaţiei cu modificarea tensiunii de la zero la valoarea nominală (v. §2.10.2.2).

Aşa cum se observă din figura 2.47.b) curentul din indus i_A este filtrat având o valoare aproape constantă (cu mici ripluri), datorită inductivităţii L_A a indusului şi a frecvenţei mari de choppare. Oscilaţiile curentului au valori maxime pentru $T_1/T_p = 0{,}5$. Pe perioada T_1 tranzistorul T conduce curentul, iar pe perioada $T_2 = T_1 - T_p$ conduce dioda D. Acest sistem funcţionează numai în cadranul I (regim de motor), dar poate fi adaptat printr-un sistem cu patru tranzistoare şi patru diode, pentru funcţionarea în toate cadranele, aşa cum se arată în figura 2.48.

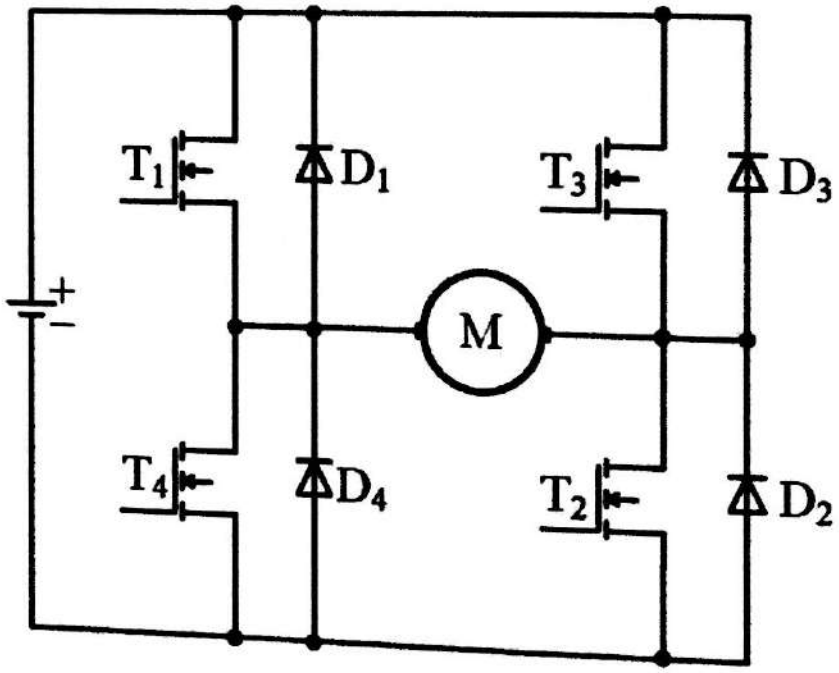


Fig. 2.48. Chopper de c.c pentru alimentarea maşinii de c.c. ce funcţionează în patru cadrane.

2.10.4.2. Alimentarea motorului de c.c cu redresor comandat de la o sursă trifazată de tensiune

De multe ori pentru alimentarea unei maşini de curent continuu nu există o sursă de curent continuu independentă (de exemplu o baterie), ci numai reţeaua trifazată. În asemenea cazuri, tensiunea continuă se obţine în mod uzual cu ajutorul unui redresor trifazat comandat care permite atât redresarea tensiunii alternative în tensiune continuă, cât şi reglajul valorii tensiunii prin unghiul de aprindere al tranzistoarelor punţii (fig. 2.49.a), [19].

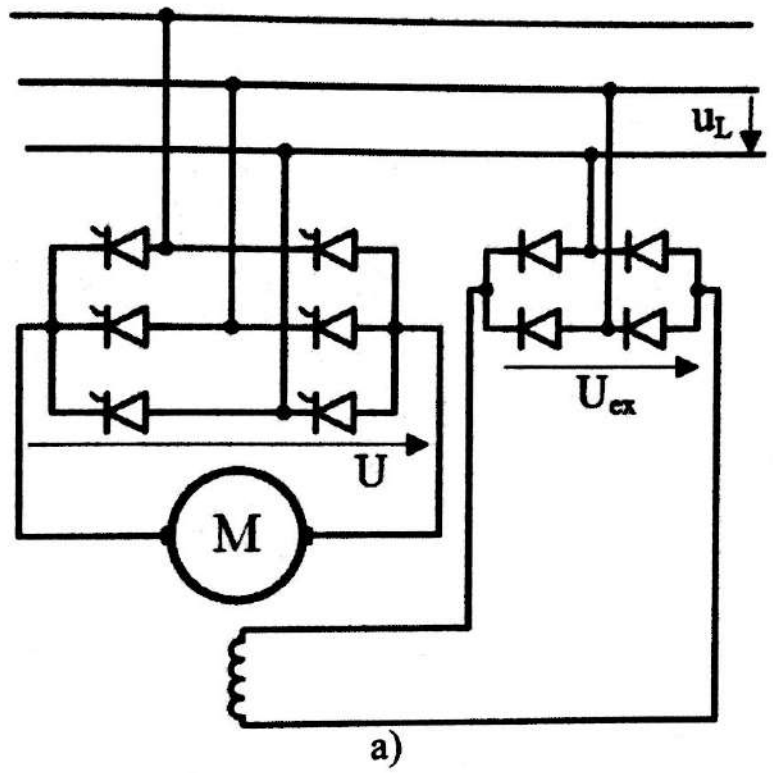
Prin reglarea unghiului de aprindere α în intervalul $30^\circ \le \alpha \le 150^\circ$ convertizorul din figura 2.49.a) permite funcţionarea în cadranele I şi IV deoarece tiristoarele nu permit trecerea curentului în sens opus, dar permit tensiuni de polaritate inversă.

Scanned by CamScanner

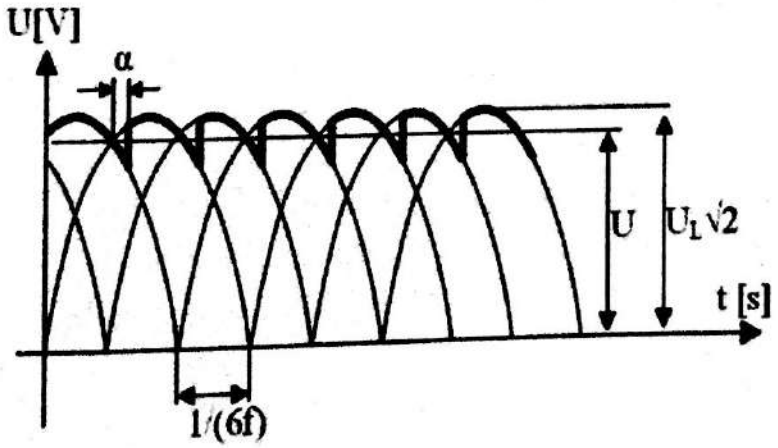
Valoarea tensiunii redresate este:

$$U = U_0 \cos\alpha = \frac{3}{\pi}\sqrt{2}U_l \cos\alpha \qquad (2.71)$$

unde s-a notat cu U_l tensiunea de linie a sistemului trifazat.



a)



b)

Fig. 2.49. Redresor comandat pentru alimentarea maşinii de c.c. ce funcţionează în două cadrane: a) schema electrică, b) forma tensiunii redresate.

În acest mod, maşina poate funcţiona ca motor în cadranul I pentru $\alpha \le 90^\circ$ când curentul şi tensiunea sunt pozitive, sau în cadranul IV ca generator în regim de frânare recuperativă, când $\alpha > 90^\circ$ şi produsul dintre tensiune şi curent $P_e = UI_A$ este negativ.

Scanned by CamScanner

Pentru reducerea armonicilor de ordinul 5 se folosesc condensatoare de filtrare sau scheme de redresare cu 12 pulsuri. De asemenea, pentru a permite funcţionarea maşinii de c.c. în toate cadranele (ceea ce ar permite funcţionarea motorului în ambele sensuri de rotaţie), se foloseşte o schemă dublă faţă de cea din figura 2.49.a) ce conţine două redresoare în opoziţie ca în figura 2.50 [20].

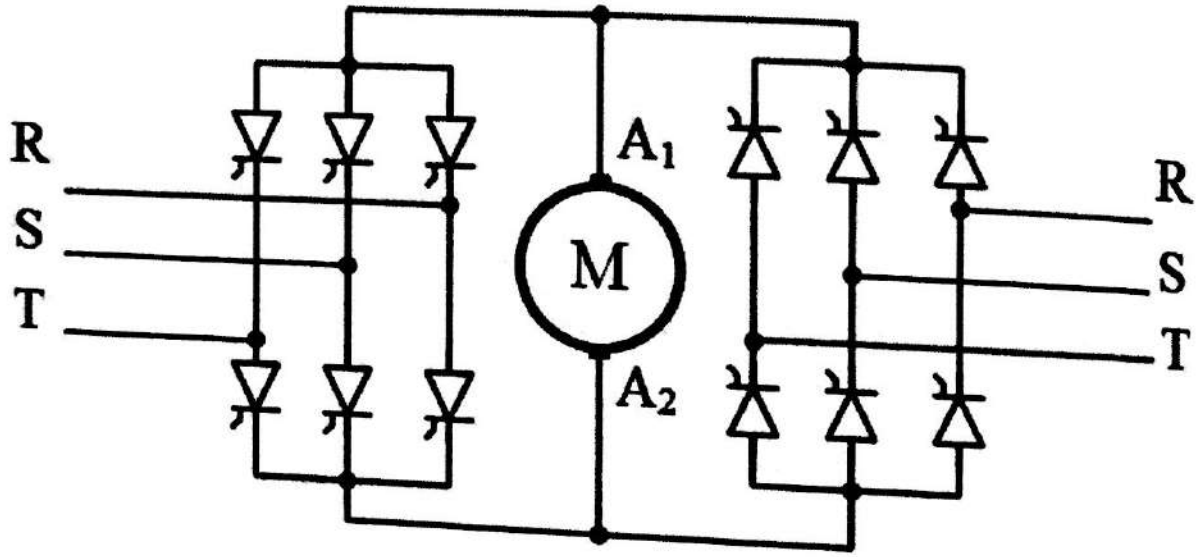


Fig. 2.50. Alimentarea motorului de c.c. cu redresor comandat ce funcţionează în patru cadrane.

Convertizorul din figura 2.50 funcţionează în patru cadrane, după cum urmează:

- ✓ *în cadranul I* – în regim de motor ($n > 0$, $M > 0$) primul redresor funcţionează cu $\alpha_1 < 90°$, al doilea redresor este blocat;
- ✓ *în cadranul II* – în regim de generator ($n > 0$, $M < 0$) al doilea redresor funcţionează cu $\alpha_2 > 90°$, primul redresor este blocat;
- ✓ *în cadranul III* – în regim de motor dar cu sens de rotaţie opus cadranului I ($n < 0$, $M < 0$), al doilea redresor funcţionează cu $\alpha_1 < 90°$, primul redresor este blocat;
- ✓ *în cadranul IV* – în regim de generator ($n < 0$, $M > 0$) primul redresor funcţionează cu $\alpha_1 > 90°$, al doilea redresor este blocat.

Scanned by CamScanner

3. Aspecte generale privind maşinile electrice de curent alternativ

3.1. Generalităţi

Într-o primă clasificare, maşinile electrice de curent alternativ se împart în *transformatoare electrice* (maşini electrice care nu au părţi în mişcare) şi *maşini electrice rotative*. În timp ce transformatoarele electrice realizează conversia energiei electrice tot în energie electrică, dar la alţi parametri (modifică tensiunea şi curentul din primar într-o altă tensiune şi curent în secundar), maşinile electrice rotative, numite şi *convertoare electromecanice,* realizează conversia energiei electrice în energie mecanică, sau invers.

Cel mai des întâlnite maşini electrice de curent alternativ sunt maşinile *monofazate* şi maşinile electrice *trifazate*. Aşa cum se va explica ulterior, în maşinile electrice trifazate rotative ce au înfăşurările parcurse de curenţi trifazaţi, se produc *câmpuri magnetice învârtitoare circulare* (vectorul intensităţii câmpului magnetic se roteşte cu o viteză dată şi are amplitudine constantă), care produc prin interacţiune cu curenţii induşi, învârtirea rotoarelor acestor maşini. Maşinile monofazate produc *câmpuri magnetice pulsatorii* la care vectorul intensitate a câmpului îşi păstrează direcţia, iar modulul variază alternativ (pulsează) în timp. Maşinile electrice bifazate (primele motoare asincrone de curent alternativ inventate de Tesla şi Ferrari au fost bifazate), produc *câmpuri magnetice rotitoare eliptice*, la care vectorul intensităţii câmpului magnetic se roteşte în timp, dar modulul acestuia se modifică. Acestea duc la apariţia forţelor tangenţiale ce generează învârtirea rotoarelor, dar simultan şi a unor forţe axiale care produc o funcţionare neuniformă a maşinii, vibraţii, solicitări în lagăre etc.

Deşi teoria maşinilor electrice de curent alternativ poate fi generalizată pentru maşini cu orice număr de faze, deoarece în marea majoritate a aplicaţiilor maşinile electrice de curent alternativ sunt trifazate şi monofazate, în continuare prezentările se vor referi numai la aceste două tipuri de maşini electrice. Numărul de trei faze este numărul minim de faze pentru care câmpurile magnetice rotitoare ce se formează în maşinile electrice sunt circulare şi din acest motiv producţia acestor maşini este mai economică decât cea a unor maşini electrice cu un număr mai mare de faze.

Scanned by CamScanner

3.2. Principii constructive generale

Toate mașinile electrice studiate se bazează pe principiul legii inducției electromagnetice (Faraday), adică inducerea unor tensiuni electromotoare în spirele unor înfășurări electrice străbătute de fluxuri magnetice variabile în timp. Din punct de vedere constructiv, acest lucru implică necesitatea producerii câmpului magnetic în interiorul mașinii și prezența înfășurărilor induse în care apar t.e.m. induse.

Astfel, în majoritatea mașinilor electrice există *înfășurări inductoare* (numite și *înfășurări de excitație* dacă acestea sunt alimentate în curent continuu), care produc câmpul magnetic din mașină și *înfășurări induse* în care se induc t.e.m. În anumite mașini electrice, înfășurările de excitație sunt înlocuite de *magneți permanenți.* Câmpurile magnetice produse se închid prin *circuitul magnetic* realizat din materiale feromagnetice care au permeabilitatea magnetică relativă mare (uzual $\mu_{rFe} = 10^3..10^4$).

Din punct de vedere constructiv, mașinile electrice rotative au *două armături* (numite astfel deoarece sunt realizate din Fe sau aliaje ale acestuia), una fixă numită *stator* și cealaltă mobilă numită *rotor*, separate de un spațiu de aer numit *întrefier* de lungime cât mai mică (deoarece câmpul se închide mult mai greu prin aer decât prin miezul magnetic). În funcție de soluția constructivă aleasă, rotorul și statorul sunt purtătoarele înfășurărilor inductoare și respectiv induse.

Există și mașini electrice speciale, de exemplu mașinile *cu reluctanță variabilă* la care de obicei nu există o înfășurare indusă, rotorul având o construcție nesimetrică (prezintă anizotropie magnetică) care duce la modificarea axei câmpului magnetic în mașină și apariția cuplului învârtitor [21]. Alte tipuri de mașini electrice speciale de curent alternativ sunt *mașinile cu curenți induși* (turbionari) în care t.e.m. se induc nu în înfășurările induse ci în părțile masive ale circuitului magnetic (de obicei, rotorul mașinii) care sunt realizate din materiale conductoare și generează curenți induși. De asemenea, există și mașini de curent alternativ ce funcționează pe principiul *histerezisului magnetic*.

Din punct de vedere constructiv, mașinile electrice cilindrice, numite și mașini cu *simetrie transversală* deoarece câmpul magnetic se închide perpendicular pe axul mașinii, sunt cel mai întâlnite. Dar există și mașini electrice cu *câmp magnetic axial,* la care rotorul și statorul formează planuri paralele (de obicei, sub forma unor discuri plasate paralel, față în față, și foarte apropiat unul de celălalt), la care câmpul magnetic se închide de-a lungul axului mașinii. Dintre mașinile cu câmp axial pot fi menționate generatorul sincron cu poli în gheare folosit la alternatorul auto și inductosinul rotativ, o mașină electrică folosită ca traductor de poziție unghiulară de mare precizie.

Scanned by CamScanner

Maşinile electrice se numesc de curent alternativ deoarece tensiunile la bornele lor principale sunt alternative, chiar dacă înfăşurarea inductoare este parcursă de curent continuu sau alternativ. În cazul înfăşurării de excitaţie alimentată în curent continuu, câmpul magnetic produs va fi staţionar faţă de axa acestei înfăşurări. Pentru a se induce t.e.m. în înfăşurarea indusă trebuie să existe mişcare relativă între înfăşurări, respectiv câmpul magnetic să aibă o variaţie spaţială faţă de înfăşurarea indusului. În acest caz, se spune că t.e.m. este o tensiune indusă prin deplasare (mişcare).

3.3. Câmpuri magnetice produse în maşinile de c.a.

Cele mai întâlnite tipuri de înfăşurări la maşinile electrice sunt *înfăşurările distribuite în crestături* şi *înfăşurările concentrate* [3], [8], [22].

Aşa cum le spune şi numele, înfăşurările distribuite sunt plasate în crestăturile dispuse la periferia rotorului sau statorului maşinii. Din punct de vedere constructiv, aceste înfăşurări sunt realizate din *bobine* care la rândul lor sunt alcătuite din mai multe *secţii* (bobine elementare). O secţie este formată dintr-o *latură de ducere* plasată într-o crestătură şi o *latură de întoarcere*, plasată într-o crestătură diametral opusă (la distanţă egală sau aproximativ egală cu un pas polar de latura de ducere). În general, secţiile aceleiaşi bobine sunt plasate în aceleaşi crestături, iar mai multe bobine ale aceleiaşi înfăşurări ocupă mai multe crestături succesive, ceea ce face ca înfăşurarea să fie *distribuită*. Din aceste motive, înfăşurările maşinilor electrice, atât cele monofazate cât şi cele trifazate, ocupă un număr par de crestături (deci sunt simetrice), se repetă de p ori, unde p reprezintă numărul de perechi de poli, şi au un multiplu de m bobine, cu m numărul de faze. Numărul de crestături este proporţional şi cu q, unde q reprezintă numărul de crestături succesive ocupate de bobinele aceleiaşi faze ale unei înfăşurări distribuite. Astfel, numărul total de crestături Z ale unei înfăşurări distribuite în crestături este:

$$Z = 2mpq \tag{3.1}$$

Înfăşurările concentrate se realizează de obicei pentru înfăşurările de excitaţie prin bobinarea spirelor pe un suport în jurul unui pol sau al unui miez magnetic.

Scanned by CamScanner

3.3.1. Câmpul magnetic produs de înfăşurare monofazată

Pentru început, să considerăm producerea câmpului magnetic de o înfăşurare monofazată care are $m = 1$, $p = 1$ *şi* $q = 1$ (ec. 3.1), care ocupă două crestături diametral opuse, ca în figura 3.1.

Curentul electric variabil în timp $i(t)$ ce parcurge laturile de ducere şi de întoarcere ale înfăşurării produce un câmp magnetic perpendicular pe planul secţiei cu intensitatea H dată de legea circuitului magnetic:

$$\oint_{\Gamma} \bar{H} d\bar{l} = i(t) \tag{3.2}$$

unde Γ este o curbă închisă ce îmbrăţişează conductorul parcurs de curentul $i(t)$. Fie trei curbe $\Gamma_{1,2,3}$ ca în figura 3.1, în cazul în care considerăm intensitatea câmpului magnetic constantă de-a lungul liniei de câmp, rezultă:

$$\begin{cases} \oint_{\Gamma_1} \bar{H} d\bar{l} = i(t) = H_{Fe1} l_1 + H_{\delta 1}\delta - H_{Fe2} l_2 - H_{\delta 2}\delta \\ \oint_{\Gamma_2} \bar{H} d\bar{l} = 0 = H_{Fe3} l_3 + H_{\delta 2}\delta - H_{Fe4} l_4 - H_{\delta 3}\delta \\ \oint_{\Gamma_3} -\bar{H} d\bar{l} = -i(t) = -H_{Fe5} l_5 - H_{\delta 3}\delta + H_{Fe6} l_6 + H_{\delta 4}\delta \end{cases} \tag{3.3}$$

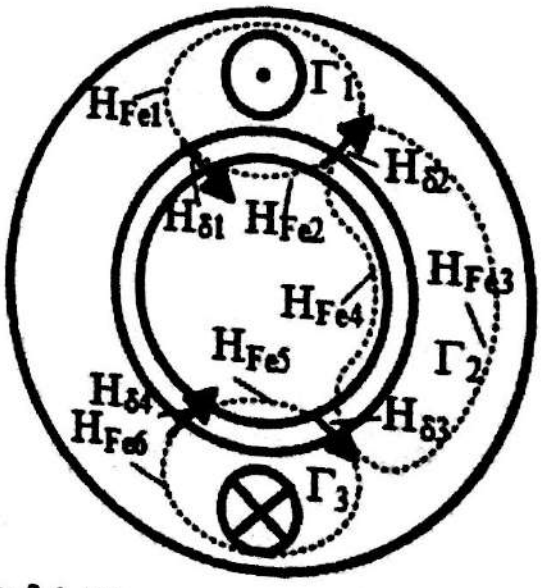


Fig. 3.1. Distribuţia câmpului magnetic produs de o înfăşurare monofazată.

Ţinând cont că inducţia magnetică în fier B_{Fe} are valori maxime de 1.8...2 T (peste această valoare materialele feromagnetice uzuale se saturează magnetic) şi că valoarea inducţiei magnetice în întrefierul maşinii B_δ este situată în jurul a 1 T, rezultă că valoarea intensităţii câmpului magnetic în fier H_{Fe} este neglijabilă comparativ cu intensitatea câmpului magnetic în întrefier H_δ, adică $H_{Fe} = B_{Fe}/\mu_{Fe} << H_\delta = B_\delta/\mu_\delta$ fiindcă permeabilitatea magnetică a fierului μ_{Fe} este de $10^3 .. 10^4$ ori mai mare ca μ_δ.

Scanned by CamScanner

Astfel relaţiile (3.3) devin:

$$\begin{cases}(H_{\delta 1}-H_{\delta 2})\delta = i(t)\\ (H_{\delta 2}-H_{\delta 3})\delta = 0\\ (H_{\delta 3}-H_{\delta 1})\delta = -i(t)\end{cases} \qquad (3.4)$$

Dacă se ţine cont de simetrie rezultă $H_{\delta 1} = -H_{\delta 2}$ şi sistemul de ecuaţii (3.4) devine:

$$\begin{cases}H_{\delta 1} = -H_{\delta 2}\delta = \dfrac{i(t)}{2\delta}\\ H_{\delta 2} = H_{\delta 3}\end{cases} \Rightarrow \quad B_{\delta 1} = \mu_0 H_{\delta 1} = -B_{\delta 2} = \frac{\mu_0 i(t)}{2\delta} \qquad (3.5)$$

adică inducţia magnetică în întrefier $B_{\delta 1}$ este constantă până în dreptul crestăturii unde are un salt de $\dfrac{\mu_0 i(t)}{2\delta}$ şi ia valoarea $B_{\delta 2} = -B_{\delta 1}$. Pentru valoarea maximă a curentului prin înfăşurare I_m, rezultă că inducţia magnetică $B_{\delta m}$ are o variaţie ca cea trasată cu linie continuă în figura 3.2. Deci, inducţia magnetică în întrefier $B_{\delta m}(\alpha)$ depinde de unghiul α. Ea este o funcţie periodică pară, deoarece $B_{\delta m}(\alpha) = B_{\delta m}(-\alpha)$ şi alternativă simetrică, adică $B_{\delta m}(\alpha) = -B_{\delta m}(\pi+\alpha)$. Datorită acestor proprietăţi, funcţia $B_{\delta m}(\alpha)$ se descompune într-o serie Fourier de forma:

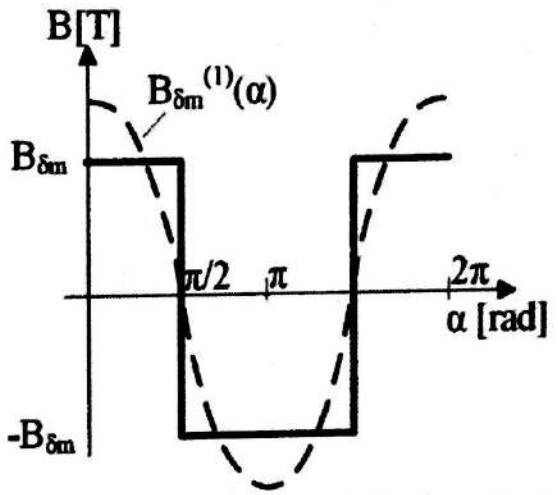


Fig. 3.2. Forma câmpului magnetic în întrefier

$$B_{\delta m}(\alpha) = \sum_{\nu=1}^{\infty} B_{\delta m}^{\nu}\cos\nu\alpha, \quad \nu = 1, 3, 5, \ldots \qquad (3.6)$$

care nu are armonici pare şi are amplitudinea $B_{\delta m}^{\nu}$ a armonicii υ de forma [3]:

$$B_{\delta m}^{\nu} = \frac{2}{\pi}\int_{-\pi/2}^{\pi/2} B_{\delta m}\cos(\nu\alpha)\,d\alpha = \frac{4}{\pi}\frac{1}{\nu}B_{\delta m} = \frac{2\mu_0 I_m}{\pi\nu\delta} \qquad (3.7)$$

Fundamentala funcţiei $B_{\delta m}(\alpha)$ se obţine pentru armonica $\upsilon = 1$ şi este o funcţie cosinusoidală, trasată cu linie întreruptă în figura 3.2.

Pentru un curent alternativ ce străbate înfăşurarea de forma $i(t) = I_m\cos\omega t$ rezultă expresia inducţiei magnetice în întrefier:

$$B_\delta(\alpha,t) = \frac{\mu_0 I_m}{2\delta}\cos\omega t = B_{\delta m}(\alpha)\cos\omega t = \sum_{\nu=1}^{\infty} B_{\delta m}^{\nu}\cos\nu\alpha\cos\omega t \qquad (3.8)$$

Scanned by CamScanner

Deci, o înfăşurare monofazată plasată în două crestături diametral opuse, parcursă de un curent alternativ, produce în întrefierul unei maşini electrice un câmp magnetic de forma celui dat de expresia (3.8). Fundamentala inducţiei magnetice se poate scrie:

$$B_{\delta}^{(1)}(\alpha,t) = B_{\delta m}^{(1)} \cos\ \alpha \cos\ \omega t \qquad (3.9)$$

Aceasta este o funcţie care are o distribuţie spaţială cosinusoidală în funcţie de unghiul α, şi are amplitudinea:

$$B_{\delta m}^{(1)} \cos \omega t = \frac{2\mu_0}{\pi\delta} I_m \cos \omega t \qquad (3.10)$$

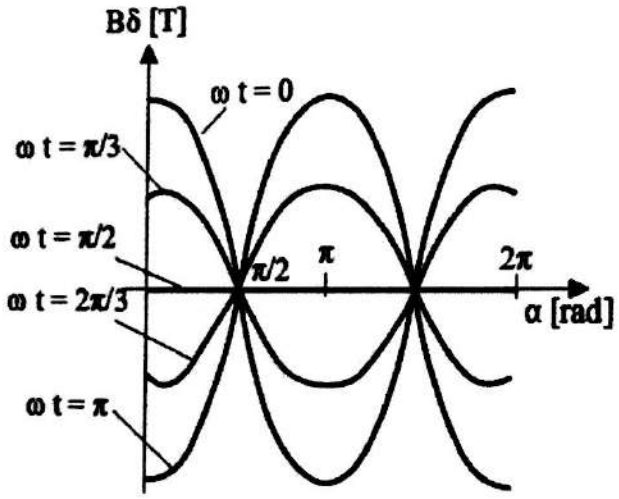


Fig.3.3. Inducţia din întrefier are distribuţie spaţială sinusoidală şi pulsează în timp (amplitudinea depinde de momentul *t*).

Amplitudinea fundamentalei este reprezentată pentru diferite momente de timp *t* în figura 3.3. Amplitudinile armonicilor superioare, aşa cm rezultă din (3.7) sunt invers proporţionale cu ordinul armonicii, şi au o distribuţie spaţială după unghiul υα, adică la υ perioade ale armonicii corespunde o perioadă a fundamentalei.

Observaţie: În maşinile electrice numai fundamentala câmpului magnetic din întrefier este cea care creează cuplul învârtitor util, armonicile superioare având un efect negativ, producând cupluri parazite, de altă frecvenţă decât fundamentala, ceea ce se traduce prin vibraţii, zgomote, pierderi suplimentare şi reducerea eficienţei conversiei electromecanice în maşina electrică. Deoarece amplitudinea armonicii este invers proporţională cu ordinul acesteia, armonicile de ordin mic 3,5,7... au amplitudinea cea mai mare şi dau şi efectele negative cele mai importante.

3.3.2. Câmpul magnetic produs de o înfăşurare monofazată distribuită

Din motivele arătate anterior, înfăşurările maşinilor electrice se *distribuie în mai multe crestături succesive*, astfel încât câmpul magnetic să nu rezulte dreptunghiular ca în figura 3.2, ci în trepte (numărul de trepte

Scanned by CamScanner

fiind egal cu numărul de crestături ale înfăşurării). O asemenea distribuţie a înfăşurării va genera o formă mai apropiată de o cosinusoidă a câmpului magnetic în întrefier ce va avea un conţinut mai redus de armonici [23],[24].

În figura 3.4. se prezintă modul de ocupare a crestăturilor de către o înfăşurare monofazată distribuită în trei crestături succesive $q = 3$ care are două perechi de poli, $p = 2$. În figura 3.5 este arătat modul în care este bobinată înfăşurarea, rezultând succesiunea de poli S – N – S – N.

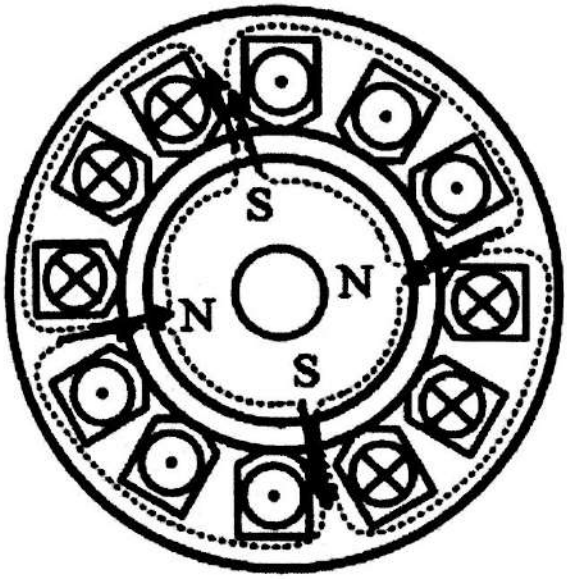


Fig. 3.4. Distribuirea în crestături a unei înfăşurări monofazate cu $q = 3$ şi $p = 2$.

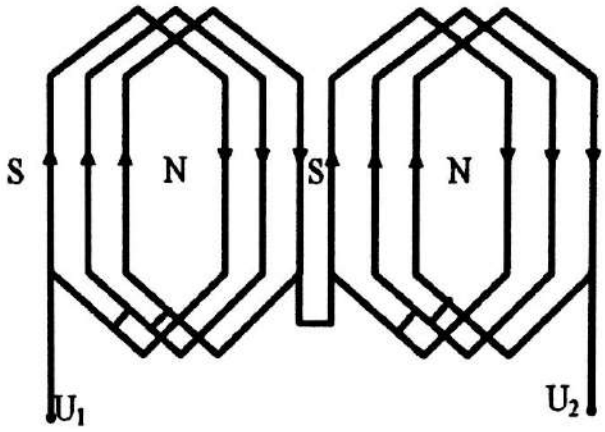


Fig.3.5. Bobinarea înfăşurării monofazate cu $q = 3$ şi $p = 2$.

Ţinând cont că o înfăşurare plasată într-o crestătură produce un câmp magnetic ca cel din figura 3.2. şi dacă se consideră circuitul magnetic liniar pentru a putea aplica principiul superpoziţiei, rezultă că o înfăşurare formată din trei bobine plasate în trei crestături vecine va produce un câmp magnetic care va fi suma câmpurilor produse de fiecare din cele trei bobine. Forma câmpului magnetic obţinut va fi ca cel din figura 3.6, cu trepte, şi va aproxima mai bine o undă sinusoidală (sau cosinusoidală), adică va avea un conţinut mai mic de armonici superioare.

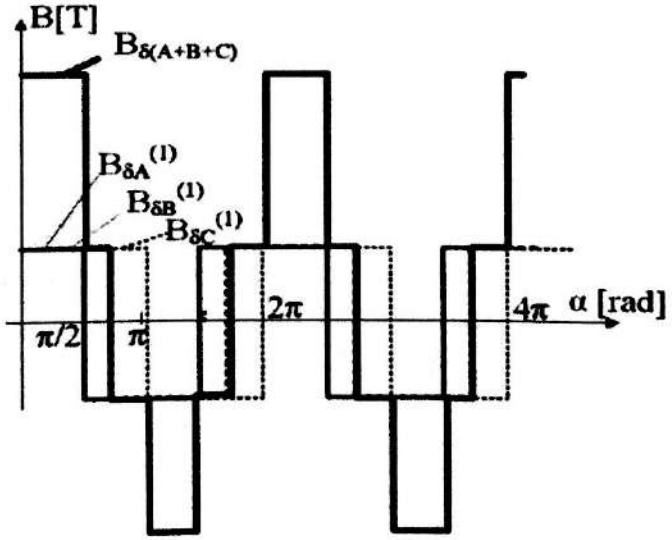


Fig. 3.6. Forma câmpului produs de o înfăşurare cu crestături repartizate (q=3).

Scanned by CamScanner

Deşi este mai avantajoasă din punctul de vedere al conţinutului de armonici al câmpului magnetic produs, o înfăşurare distribuită în crestături (cu $q > 1$) va produce o inducţie magnetică maximă cu fundamentala mai mică decât cea produsă de o înfăşurare cu acelaşi număr de spire plasată într-o singură crestătură (cu $q = 1$).

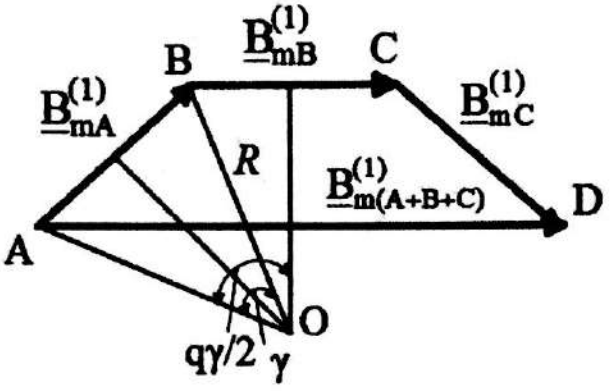


Fig. 3.7. Inducţia magnetică rezultantă a unei înfăşurări distribuite în trei crestături.

Notând cu $\gamma = \frac{p360^\circ}{Z}$ unghiul electric dintre axele a două crestături vecine, rezultă că bobinele înfăşurării plasate în trei crestături alăturate vor produce câmpuri magnetice cu inducţiile $\underline{B}_{mA,B,C}$ defazate între ele cu unghiul γ (deoarece inducţia magnetică este perpendiculară pe planul bobinei). Astfel, din figura 3.7 se observă că inducţiile $\underline{B}_{mA,B,C}$ au acelaşi modul:

$$B_{mA,B,C} = 2R \sin \frac{\gamma}{2} \tag{3.11}$$

unde R este raza cercului circumscris poligonului ABCD.

Deoarece inducţiile magnetice sunt defazate între ele, modulul inducţiei maxime este modulul sumei vectoriale a celor trei inducţii produse de fiecare dintre bobine, adică:

$$|\underline{B}_r| = |\underline{B}_{mA} + \underline{B}_{mB} + \underline{B}_{mC}| = 2R \sin \frac{q\gamma}{2} \tag{3.12}$$

Dacă cele trei bobine ar fi fost plasate într-o singură crestătură modulul inducţiei ar fi fost $B_r = q\, B_{mA}$, adică suma aritmetică a inducţiilor produse de bobinele A, B şi C. Se observă că valoarea inducţiei maxime rezultante produsă de o înfăşurare repartizată, dată de ecuaţia (3.12), este mai mică decât inducţia rezultantă produsă de o înfăşurare cu latura de ducere ce ocupă numai o crestătură, dată de relaţia (3.11), prin raportul k_q^1, numit *factor de repartizare al fundamentalei,* dat de relaţia:

$$k_q^1 = \frac{2R \sin \frac{q\gamma}{2}}{q2R \sin \frac{\gamma}{2}} = \frac{\sin \frac{q\gamma}{2}}{q \sin \frac{\gamma}{2}} \tag{3.13}$$

Scanned by CamSc

Pentru armonica υ, factorul re repartizare are forma:

$$k_q^{\nu} == \frac{\sin \nu \frac{q\gamma}{2}}{q \sin \nu \frac{\gamma}{2}} \tag{3.14}$$

Pentru o înfăşurare trifazată care are două perechi de poli ($p = 2$) şi este repartizată în trei crestături ($q = 3$), rezultă factorii de repartizare pentru fundamentală, armonicile 3, 5 şi 7: $k_q^1 = 0{,}96$, $k_q^3 = 0{,}667$, $k_q^5 = 0{,}218$ şi $k_q^7 = -0{,}177$. Astfel, se observă că prin repartizare, fundamentala se reduce la 0,96 din valoarea fundamentalei produse de o înfăşurare nerepartizată, ceea ce reprezintă un efect negativ. Dar, în acelaşi timp, armonicile 3, 5 şi 7 au valori semnificativ mai mici, ceea ce este un rezultat pozitiv, curba câmpului magnetic fiind mai aproape de o sinusoidă.

Observaţie: Folosind aceeaşi relaţie (3.14) se poate observa că factorul de repartizare nu mai scade semnificativ pentru armonicile superioare pentru înfăşurări cu q >3. De aceea, în mod uzual înfăşurările de curent alternativ repartizate se fac cu q = 2 şi q = 3. Alegerea unei valori mai mari pentru q este şi neeconomică, deoarece duce la creşterea numărului total de crestături Z, a lungimii capetelor frontale ale bobinelor şi, pentru a evita reducerea dimensiunii dinţilor, a diametrelor exterioare ale maşinii.

3.3.3. Câmpul magnetic produs de înfăşurare cu pas scurtat

Un alt mod de a reduce armonicile din curba câmpului magnetic este realizarea de *înfăşurări cu pas scurtat* [23], [24]. O înfăşurare monofazată ca cea din figura 3.2. are deschiderea (distanţa dintre latura de ducere şi cea de întoarcere, numită şi pasul înfăşurării) egală cu *pasul diametral* τ, ce corespunde la π radiani electrici, şi are inducţia maximă dată de relaţia (3.7). Dacă pasul înfăşurării se reduce la $y < \tau$, valoarea inducţiei maxime devine:

$$B_{\delta m}^{\nu} = \frac{2}{\tau} \int_{-y/2}^{y/2} B_{\delta m} \cos \nu \frac{x}{\tau} \pi \, dx = \frac{4}{\pi} \frac{1}{\nu} B_{\delta m} \sin \nu \frac{y}{\tau} \frac{\pi}{2} \tag{3.15}$$

Această valoare este mai mică faţă de inducţia produsă de înfăşurarea cu pas diametral dată de relaţia (3.7) prin factorul $k_s^{\nu} = \sin \nu \frac{y}{\tau} \frac{\pi}{2}$ numit factor de scurtare al înfăşurării.

Se observă că pentru înfăşurarea cu pas diametral $y = \tau$, $k_s^{\nu} = \sin(\nu\pi/2) = 1$ indiferent de ordinul υ al armonicii. Dacă pasul înfăşurării se reduce cu y/τ=7/9 factorii de scurtare pentru fundamentală şi armonicile 3 şi 5 devin: $k_s^1 = 0{,}94$; $k_s^3 = -0{,}5$ şi $k_s^5 = -0{,}174$.

Scanned by CamScanner

Observaţie: Prin scurtarea pasului diametral al înfăşurării se poate reduce mai eficient armonica de ordinul 3 decât prin repartizarea înfăşurării în crestături. Astfel, la o scurtare a pasului $y/\tau=2/3$ rezultă $k_s^3 = 0$, dar factorul de scurtare al fundamentalei este şi el redus, $k_s^1 = 0{,}866$. De aceea, scurtarea pasului se face în limite restrânse astfel încât să nu fie redusă prea mult fundamentala.

Alungirea pasului înfăşurării cu acelaşi procent ca şi scurtarea faţă de pasul diametral produce acelaşi efect de reducere al armonicilor însă nu se practică deoarece implică un consum mai mare de cupru.

În general, la realizarea înfăşurărilor de curent alternativ se practică atât distribuţia bobinelor în crestături, cât şi scurtarea pasului bobinelor pentru înfăşurările în dublu strat [22], [25]. Factorul care arată cu cât se reduce fiecare armonică se numeşte *factorul de înfăşurare al armonicii* ν şi este dat de relaţia:

$$k_w^\nu = k_q^\nu \cdot k_s^\nu \tag{3.16}$$

3.3.4. Câmpul magnetic produs de o înfăşurare trifazată

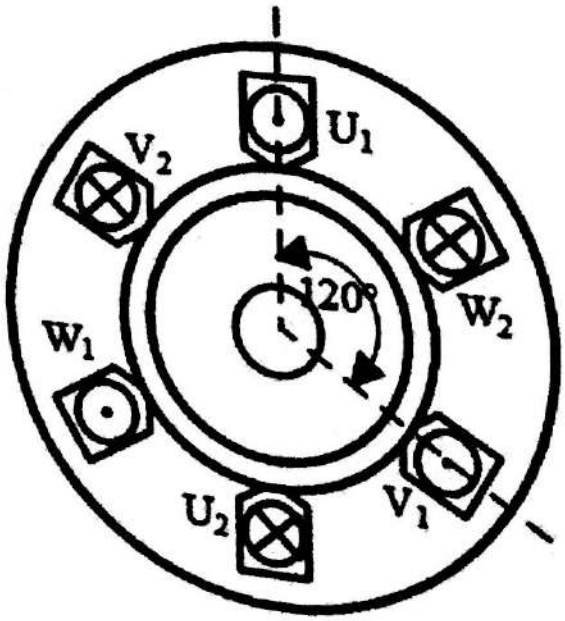


Fig. 3.8. Distribuţia înfăşurării trifazate în cazul unei maşini cu o pereche de poli.

Marea majoritate a maşinilor electrice de curent alternativ sunt echipate cu înfăşurări trifazate distribuite în crestături, circular pe periferia uneia dintre armături (rotor sau stator). O înfăşurare trifazată este compusă din trei înfăşurări monofazate plasate una faţă de alta la 120° electrice aşa cum se observă în figura 3.8. Astfel, dacă se consideră circuitul magnetic liniar pentru a se putea aplica principiul superpoziţiei, câmpul magnetic produs va fi egal cu suma câmpurilor produse de fiecare dintre cele trei înfăşurări.

Scanned by CamScanner

Ţinând cont de relaţia (3.9) a câmpului produs de o înfăşurare monofazată, pentru un sistem de trei înfăşurări monofazate ce formează o înfăşurare trifazată cu p perechi de poli, atunci când acestea sunt parcurse de un sistem trifazat de curenţi, rezultă:

$$\begin{cases} B_{\delta U}^{(1)}(\alpha,t) = B_{\delta m}^{(1)} \cos p\alpha \cos \omega t \\ B_{\delta V}^{(1)}(\alpha,t) = B_{\delta m}^{(1)} \cos\left(p\alpha - \dfrac{2\pi}{3}\right)\cos\left(\omega t - \dfrac{2\pi}{3}\right) \\ B_{\delta W}^{(1)}(\alpha,t) = B_{\delta m}^{(1)} \cos\left(p\alpha - \dfrac{4\pi}{3}\right)\cos\left(\omega t - \dfrac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \tag{3.17}$$

Dacă se scriu produsele de cosinusuri ca sume, rezultă:

$$\begin{cases} B_{\delta U}^{(1)}(\alpha,t) = \dfrac{B_{\delta m}^{(1)}}{2}\left[\cos(p\alpha + \omega t) + \cos(p\alpha - \omega t)\right] \\ B_{\delta V}^{(1)}(\alpha,t) = \dfrac{B_{\delta m}^{(1)}}{2}\left[\cos\left(p\alpha + \omega t - \dfrac{4\pi}{3}\right) + \cos(p\alpha - \omega t)\right] \\ B_{\delta W}^{(1)}(\alpha,t) = \dfrac{B_{\delta m}^{(1)}}{2}\left[\cos\left(p\alpha + \omega t - \dfrac{8\pi}{3}\right) + \cos(p\alpha - \omega t)\right] \end{cases} \tag{3.18}$$

Câmpul magnetic rezultant este egal cu:

$$B_{\delta 3f}^{(1)}(\alpha,t) = \frac{3B_{\delta m}^{(1)}}{2}\cos(p\alpha - \omega t) \tag{3.19}$$

deoarece primii termeni din sistemul (3.18) formează un sistem trifazat cu rezultanta nulă.

Expresia (3.19) reprezintă cu *câmp magnetic rotitor (învârtitor) circular* care are modulul vectorul inducţiei magnetice constant şi egal cu $\frac{3B_{\delta m}^{(1)}}{2}$, şi care se roteşte cu viteza unghiulară $\Omega = \frac{\omega}{p} = \frac{2\pi f}{p}$ [rad/s] ce depinde de frecvenţa f a curenţilor ce parcurg înfăşurarea trifazată.

Observaţie: Se demonstrează matematic că un sistem polifazat cu m *faze, cu* m > 3, *creează tot câmpuri magnetice învârtitoare. Câmpul magnetic produs de două înfăşurări (de un sistem bifazat) produce tot un câmp magnetic învârtitor cu modulul inducţiei magnetice constant. Sistemul de înfăşurări trifazate este preferat însă necesitând trei conductoare pentru alimentare faţă de patru necesare sistemelor bifazate. Acesta este şi unul dintre motivele pentru care sistemul actual de producere şi distribuţie a energiei electrice este trifazat.*

Scanned by CamScanner

Similar, sistemul (3.17) se poate scrie şi pentru armonica υ, astfel:

$$\begin{cases} B_{\delta U}^{(\nu)}(\alpha,t) = B_{\delta m}^{(\nu)} \cos \nu p\alpha \cos \omega t \\ B_{\delta V}^{(\nu)}(\alpha,t) = B_{\delta m}^{(\nu)} \cos \nu\left(p\alpha - \frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ B_{\delta W}^{(\nu)}(\alpha,t) = B_{\delta m}^{(\nu)} \cos \nu\left(p\alpha - \frac{4\pi}{3}\right)\cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.20)$$

Dacă se descompune produsul de cosinusuri în sumă în mod analog celui precedent se obţine expresia câmpului învârtitor produs de armonicile de ordin υ:

$$\begin{cases} B_{\delta 3f}^{(\nu)}(\alpha,t) = \frac{3}{2} B_{\delta m}^{(\nu)} \cos(\nu p\alpha - \omega t), \quad \nu = 6k+1 \\ B_{\delta 3f}^{(\nu)}(\alpha,t) = \frac{3}{2} B_{\delta m}^{(\nu)} \cos(\nu p\alpha + \omega t), \quad \nu = 6k-1 \end{cases} \quad (3.21)$$

Observaţie: Din sistemul (3.21) se poate concluziona că în sistemele trifazate nu există armonici de ordinul 3, armonicile 7, 13, 19,... producând câmpuri învârtitoare care se rotesc cu $\Omega^{\nu} = \frac{\omega}{\nu p}$ *în acelaşi sens cu câmpul magnetic produs de armonica fundamentală, armonicile 5, 11, 17 producând câmpuri ce se rotesc cu* $\Omega^{\nu} = -\frac{\omega}{\nu p}$ *în sensuri opuse câmpului produs de armonica fundamentală.*

Sensul de rotire al câmpului magnetic al fundamentalei respectă sensul succesiunii fazelor U, V, W.

Câmpul magnetic produs de o înfăşurare monofazată este un *câmp magnetic* pulsatoriu (similar cu cel produs într-un transformator electric) şi poate fi scris ca:

$$B_{\delta}^{(1)}(\alpha,t) = B_{\delta m}^{(1)} \cos \nu p\,\alpha \cos \omega\, t = \frac{B_{\delta m}^{(1)}}{2}\left[\cos(p\alpha + \omega\, t) + \cos(p\alpha - \omega\, t)\right] \quad (3.22)$$

respectiv ca o sumă de două câmpuri rotitoare, un câmp învârtitor direct şi unul invers. Acest lucru este important şi are aplicabilitate directă la maşina asincronă monofazată. Aceasta nu are cuplu de pornire (deoarece câmpul pulsatoriu nu produce cupluri de rotire), dar odată ce rotorul său este rotit într-unul din sensuri, cuplul magnetic direct (în sensul rotirii) produce un cuplu electromagnetic mai mare decât câmpul indirect şi maşina se roteşte.

Scanned by CamScanner

3.3.5. Câmpul magnetic produs de rotirea unor magneţi permanenţi sau a unor electromagneţi de c.c.

Un alt mod de a obţine un câmp magnetic învârtitor în întrefierul unei maşini electrice de c.a. este prin rotirea unor magneţi permanenţi sau a unor electromagneţi de curent continuu în jurul axei rotorice. În cazul electromagneţilor, rotorul este echipat cu perechi de poli pe care sunt plasate bobinele de excitaţie alimentate în curent continuu. Odată cu dezvoltarea tehnologiei, din ce în ce mai multe maşini electrice au în rotor magneţi permanenţi în loc de înfăşurări de excitaţie. Acest principiu este aplicat la maşina sincronă, aşa cum se va arăta ulterior.

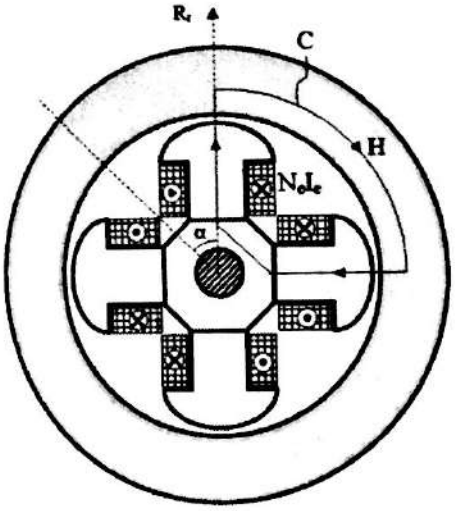


Fig. 3.9. Maşină sincronă cu două perechi de poli în rotor.

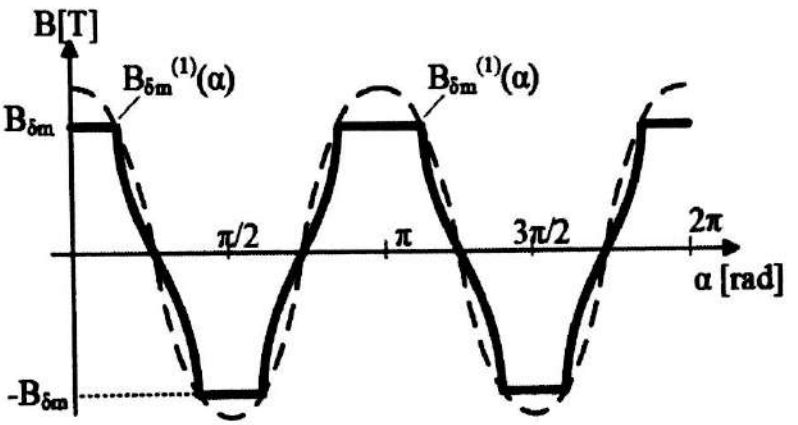


Fig. 3.10. Forma câmpului magnetic în întrefier produs de cei patru poli din rotorul maşinii sincrone.

Pentru a se obţine poli magnetici alternativi, curentul prin înfăşurările de excitaţie trebuie inversat de la un pol la celălalt (fig. 3.9). Astfel, la o rotire completă a rotorului, câmpul magnetic are p perioade, unde p este numărul de perechi de poli, iar forma câmpului este ca cea din figura 3.10. Dacă se consideră numai fundamentala (linia punctată din figura 3.10), atunci expresia inducţiei magnetice este:

$$B_{\delta}^{(1)} = B_{\delta m}^{(1)} \cos p(\alpha_0 - \Omega t) = B_{\delta m}^{(1)} \cos(p\alpha_o - \omega t) \tag{3.23}$$

unde cu Ω [rad/s] s-a notat viteza unghiulară a rotorului, iar cu ω [rad/s] pulsaţia câmpului magnetic. Prin alegerea potrivită a axei de referinţă (de exemplu, axa verticală a polilor) unghiul de referinţă α_0 se anulează. Valoarea inducţiei maxime a fundamentalei se calculează similar cu (3.7):

$$B_{\delta m}^{(1)} = \frac{2}{\pi} \int_{-\alpha_i \pi/2}^{\alpha_i \pi/2} B_{\delta m} \cos\alpha \, d\alpha = \frac{4}{\pi} B_{\delta m} \sin\alpha_i \frac{\pi}{2} = \frac{4}{\pi} \frac{w_{sp} I_{ex}}{\delta} \tag{3.24}$$

Scanned by CamScanner

unde s-a notat cu $\alpha_i = \frac{b_i}{\tau}$ factorul de acoperire polară care reprezintă raportul dintre lăţimea polului b_i şi pasul polar $\tau = \frac{\pi R}{p}$, cu w_{sp} numărul de spire al înfăşurării de excitaţie plasate pe un pol, I_{ex} curentul continuu prin înfăşurarea de excitaţie.

3.4. Tensiuni induse în înfăşurările maşinilor de c.a.

Aşa cum s-a explicat anterior, în maşinile electrice există înfăşurări inductoare ce produc câmpuri magnetice. Acestea, la rândul lor, intersectează spirele înfăşurărilor induse în care, în anumite condiţii, se induc tensiuni electromotoare (t.e.m). Deoarece în maşinile de curent alternativ studiate se produc în general câmpuri magnetice învârtitoare, în continuare vor fi studiate tensiunile induse în înfăşurări de către aceste câmpuri. Modul de inducere a t.e.m. de către câmpurile pulsatorii este explicat la principiul de funcţionare al transformatorului electric.

3.4.1. Tensiunea indusă într-o înfăşurare monofazată fixă de către un câmp magnetic învârtitor

Aşa cum s-a arătat anterior, câmpurile magnetice învârtitoare circulare pot fi produse de o înfăşurare trifazată parcursă de curenţi trifazaţi, cu inducţia dată de relaţia (3.19), de magneţi sau de electromagneţi ce se rotesc în jurul axei rotorice, care produc o inducţie de o formă similară dată de ecuaţia (3.23). Indiferent de modul de producere, câmpul învârtitor circular se roteşte cu viteza unghiulară Ω şi are pulsaţia ω, între acestea existând relaţia de legătură $\Omega = \omega/p$.

Fluxul magnetic fascicular corespunzător fundamentalei ce străbate o spiră a înfăşurării monofazate ca cea din figura 3.2, are forma:

$$\phi^{(1)} = \int \bar{B}_{\delta}^{(1)}(\alpha,t)\bar{n}\,dA = B_{\delta med}^{(1)} A\cos p\Omega t = B_{\delta med}^{(1)} l_i\,\tau\cos\omega t \qquad (3.25)$$

în care s-a notat cu $B_{\delta med}^{(1)}$ inducţia magnetică medie, A aria bobinei, l_i *lungimea ideală* a maşinii (egală cu lungimea maşinii ocupată de miezul de fier; la maşinile de puteri mari pachetul de tole este întrerupt de canale de răcire radiale care fac ca lungimea ideală să rezulte mai mică decât lungimea efectivă a pachetului de tole) şi $\bar{n}$ vectorul normal la suprafaţa bobinei.

Scanned by CamScanner

De asemenea, pentru simplificare, s-a considerat că la momentul $t = 0$ vectorul inducţiei este perpendicular pe suprafaţa bobinei. Dacă se ţine cont că inducţia medie este $B^{(1)}_{\delta med} = \frac{2}{\pi} B^{(1)}_{\delta \max}$ (relaţie adevărată pentru o funcţie sinusoidală) şi pasul polar $\tau = \pi R / p$, rezultă:

$$\phi^{(1)} = \frac{2}{\pi} B^{(1)}_{\delta \max} l_i \tau \cos \omega t = \frac{2}{p} B^{(1)}_{\delta \max} l_i R \cos \omega t = \phi^{(1)}_{\max} \cos \omega t \qquad (3.26)$$

Din legea inducţiei electromagnetice rezultă că în înfăşurarea monofazată se induce o t.e.m. de forma:

$$e^{(1)} = -\frac{w_{sp} d\phi^{(1)}}{dt} = w_{sp} \omega \phi^{(1)}_{\max} \sin \omega t = E_{\max} \sin \omega t \qquad (3.27)$$

în care w_{sp} reprezintă numărul de spire al înfăşurării; valoarea efectivă a tensiunii induse este egală cu:

$$E^{(1)} = \frac{w_{sp} \omega \phi^{(1)}_{\max}}{\sqrt{2}} = \sqrt{2} \pi f w_{sp} \phi^{(1)}_{\max} = 4{,}44 f w_{sp} \phi^{(1)}_{\max} \qquad (3.28)$$

Din relaţia (3.27) se observă că t.e.m. indusă de fundamentala unui câmp magnetic învârtitor este o undă sinusoidală de aceeaşi pulsaţie ω şi frecvenţă f cu a câmpului învârtitor, şi cu valoarea efectivă $E^{(1)}$ proporţională cu numărul spirelor înfăşurării induse w_{sp} şi frecvenţa f.

Armonicile superioare din curba câmpului magnetic induc şi ele tensiuni electromotoare date de o formă similară lui (3.28):

$$E^{(\nu)} = 4{,}44 \nu f w_{sp} \phi^{(\nu)}_{\max} \qquad (3.29)$$

3.4.2. Tensiunea indusă de către un câmp magnetic învârtitor într-o înfăşurare monofazată ce se roteşte

Faţă de situaţia anterioară când am presupus că înfăşurarea indusă este fixă, să considerăm cazul când această se roteşte cu viteza unghiulară Ω_2 [rad/s] în timp ce câmpul învârtitor se roteşte cu viteza Ω_1. În mod analog, dacă considerăm relaţia (3.26) a fluxului magnetic fascicular produs de un câmp magnetic circular ce străbate o înfăşurare monofazată fixă, putem deduce o expresie similară pentru o înfăşurare ce se roteşte calculând fluxul faţă de un sistem referenţial fix faţă de înfăşurare. Aceasta este ca şi cum am considera înfăşurarea fixă, iar câmpul învârtitor că se roteşte cu diferenţa dintre vitezele unghiulare $\Omega_1 - \Omega_2$, de unde rezultă:

$$\phi^{(1)} = \frac{2}{p} B^{(1)}_{\delta \max} l_i R \cos \left[p(\Omega_1 - \Omega_2) t \right] = \phi^{(1)}_{\max} \cos \left[p(\Omega_1 - \Omega_2) t \right] \qquad (3.30)$$

Scanned by CamScanner

Conform legii inducţiei electromagnetice, fluxul dat de (3.30) induce o t.e.m. de forma:

$$e^{(1)} = -\frac{w_{sp} d\phi^{(1)}}{dt} = E^{(1)}_{\max} \sin\left[p(\Omega_1 - \Omega_2)t\right] \tag{3.31}$$

care este o relaţie similară cu (3.27), însă având o pulsaţie redusă $\omega' = p(\Omega_1 - \Omega_2)$ dată de diferenţa dintre vitezele unghiulare ale câmpului învârtitor şi viteza de rotaţie a înfăşurării monofazate.

Observaţie: Din relaţia (3.31) se observă că dacă înfăşurarea indusă s-ar roti cu aceeaşi viteză cu cea a câmpului învârtitor, adică s-ar roti sincron cu câmpul magnetic, t.e.m. indusă ar fi nulă.

De asemenea, relaţia (3.31) este adevărată atunci când câmpul şi înfăşurarea se rotesc în aceeaşi direcţie (pentru aceleaşi sensuri ale lui Ω_1 şi Ω_2). În cazul în care câmpul învârtitor se roteşte în sens opus rotirii înfăşurării, atunci vitezele unghiulare din relaţia (3.31) se adună.

3.4.3. Tensiunea indusă într-o înfăşurare trifazată de către un câmp magnetic învârtitor

Ţinând cont că o înfăşurare trifazată este formată din trei înfăşurări monofazate decalate spaţial cu 120° electrice (sau cu 120°/p grade geometrice), tensiunile electromotoare ce se induc în aceste înfăşurări din cauza câmpului magnetic învârtitor sunt:

$$\begin{cases} e^{(1)}_U = E^{(1)}_{\max} \sin \omega_1 t \\ e^{(1)}_V = E^{(1)}_{\max} \sin\left(\omega_1 t - \dfrac{2\pi}{3}\right) \\ e^{(1)}_W = E^{(1)}_{\max} \sin\left(\omega_1 t - \dfrac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \tag{3.32}$$

Sistemul (3.32) reprezintă un *sistem trifazat, direct* (parcurs în sens orar), *simetric* (adică tensiunile sunt defazate cu 120°) şi *echilibrat* (cu modulele tensiunilor sunt egale pentru cele trei faze).

Observaţie: Aşa cum într-o înfăşurare trifazată alimentată de la un sistem trifazat simetric şi echilibrat de tensiuni ia naştere un sistem trifazat de curenţi ce generează un câmp magnetic învârtitor circular, şi în mod invers, un câmp magnetic rotitor circular induce într-o înfăşurare trifazată un sistem de tensiuni electromotoare trifazate, simetrice şi echilibrate.

Sensul succesiunii fazelor U, V, W este acelaşi cu sensul de rotaţie a câmpului magnetic învârtitor ce produce sistemul de tensiuni.

Scanned by CamScanner

În mod analog cu modul de inducere a tensiunilor electromotoare în înfăşurări monofazate în mişcare, şi în cazul înfăşurărilor trifazate aflate pe o armătură ce se roteşte cu viteza unghiulară Ω_2 faţă de un câmp magnetic învârtitor ce se roteşte cu viteza Ω_1, rezultă t.e.m. induse de forma:

$$\begin{cases} e_U^{(1)} = E_{\max}^{(1)} \sin p(\Omega_1 - \Omega_2)t \\ e_V^{(1)} = E_{\max}^{(1)} \sin\left[p(\Omega_1 - \Omega_2)t - \dfrac{2\pi}{3}\right] \\ e_W^{(1)} = E_{\max}^{(1)} \sin\left[p(\Omega_1 - \Omega_2)t - \dfrac{4\pi}{3}\right] \end{cases} \quad (3.33)$$

Din relaţiile (3.33) rezultă că un câmp magnetic învârtitor produce tot un sistem trifazat de tensiuni electromotoare în înfăşurările trifazate ce se rotesc. Tensiunile induse au însă o pulsaţie redusă $\omega' = p(\Omega_1 - \Omega_2)$ dacă sensul de rotire al înfăşurărilor este în aceeaşi direcţie cu sensul de rotire al câmpului magnetic învârtitor sau pulsaţie mărită $\omega'' = p(\Omega_1 + \Omega_2)$ dacă acestea se învârt în sens opus.

3.5. Condiţiile necesare producerii cuplului electromagnetic în maşinile electrice de curent alternativ

Aşa cum s-a arătat, maşinile electrice rotative funcţionează pe principiul inducţiei electromagnetice având două armături (rotor şi stator) pe care sunt plasate înfăşurarea inductoare (cea care produce câmpul magnetic în maşină) şi înfăşurarea indusă (cea în care se induc t.e.m.). În maşinile de curent alternativ, una din condiţiile de bază pentru a apărea un cuplu electromagnetic este dată de existenţa la nivelul întrefierului a unui câmp magnetic învârtitor. Câmpul învârtitor produce t.e.m. în înfăşurarea indusă (v. § 3.4.3). În cazul în care se închide circuitul înfăşurării induse, apar curenţi electrici care, dacă înfăşurarea este trifazată, produc la rândul lor un câmp magnetic învârtitor (v. § 3.3.4). Acesta se numeşte *câmp magnetic de reacţie.*

Observaţie: Toate maşinile electrice care au înfăşurări induse parcurse de curenţi alternativi produc câmpuri magnetice de reacţie. Acest lucru este valabil şi la maşina de curent continuu, deoarece curentul prin secţiile înfăşurării induse din rotor este alternativ. Şi la transformatorul electric acest principiu este valabil, unde t.e.m. indusă duce la apariţia unui curent electric în secundar (când transformatorul nu funcţionează în gol), acest curent producând un câmp magnetic de sens opus câmpului magnetic produs de solenaţia primară.

Scanned by CamScanner

Să presupunem o maşină electrică cu întrefier constant şi uniform (se neglijează efectul crestăturilor), în care se produce un câmp magnetic învârtitor. Dacă maşina este echipată cu o înfăşurare indusă trifazată şi circuitul acesteia se închide, curenţii trifazaţi produşi de către t.e.m. vor produce un câmp de reacţie. Forma celor două câmpuri va fi:

$$B_1 = B_{1\max}\cos(\omega_1 t - p_1\alpha_1 - \varphi_1) \quad B_2 = B_{2\max}\cos(\omega_2 t - p_2\alpha_2 - \varphi_2) \tag{3.34}$$

unde s-au folosit indicii *1* pentru câmpul principal (produs de înfăşurarea inductoare) şi indicele *2* pentru câmpul de reacţie (produs de curenţii din înfăşurarea indusului). S-au notat cu $\alpha_{1,2}$ unghiurile făcute de un punct fix de pe armătura inductoare şi respectiv un punct fix de pe armătura indusă, faţă de o axă fixă de referinţă, $p_{1,2}$ numărul de perechi de poli ai celor câmpuri învârtitoare, iar $\varphi_{1,2}$ sunt defazajele spaţiale (unghiurile) iniţiale. Dacă presupunem că rotorul este armătura inductoare şi că aceasta se învârte cu viteza unghiulară Ω_1 atunci rezultă:

$$\alpha_1 = \alpha_2 + \Omega t \tag{3.35}$$

Considerând permeabilitatea magnetică a circuitului magnetic foarte mare (infinită), intensitatea câmpului magnetic în fier este neglijabilă, şi deci şi energia magnetică. Astfel, energia magnetică se localizează la nivel de întrefier şi are expresia:

$$W_m = \frac{1}{2\mu_0}\int_0^{2\pi}(B_1 + B_2)^2 l\delta R d\alpha \tag{3.36}$$

în care *l* este lungimea ideală a maşinii (de obicei, aceasta este egală cu lungimea pachetului de tole rotoric dacă miezul nu este divizat, întrerupt de canale de răcire radiale), δ lungimea întrefierului, iar *R* raza medie a întrefierului. Relaţia (3.36) se poate descompune astfel:

$$W_m = \frac{l\delta R}{2\mu_0}\left[\int_0^{2\pi} B_1^2 d\alpha + \int_0^{2\pi} B_2^2 d\alpha + 2\int_0^{2\pi} B_1 B_2 d\alpha_1\right] \tag{3.37}$$

care poate fi scrisă în funcţie de expresiile celor două câmpuri învârtitoare date de (3.34):

$$W_m = \frac{lR\delta}{2\mu_0}\pi(B_{1\max}^2 + B_{2\max}^2) + \frac{lR\delta}{\mu_0}\int_0^{2\pi} B_1 B_2 d\alpha_1 \tag{3.38}$$

Din teorema forţelor generalizate, rezultă că valoarea cuplului instantaneu este dată de minimizarea energiei magnetice după relaţia:

$$m = \left(\frac{\partial W_m}{\partial \alpha}\right)\Bigg|_{B_{1\max},\, B_{2\max}=ct.} \tag{3.39}$$

Se observă în relaţia (3.38) că numai ultimul termen depinde de unghiul α, primul termen necontribuind la cuplul instantaneu (derivata în

Scanned by CamScanner

funcție de unghiul α a unei constante fiind zero):

$$W_{12m} = \frac{lR\delta}{\mu_0}\int B_1 B_2 d\alpha_1 = \frac{lR\delta}{\mu_0} B_{1\max} B_{2\max} \int_0^{2\pi} \sin(\omega_1 t - p_1\alpha_1 - \varphi_1)\cdot \cdot\sin(\omega_2 t - p_2\alpha_1 + p_1\Omega t - \varphi_2)d\alpha_1 \tag{3.40}$$

iar produsul a două funcții sinus se poate scrie ca o diferență a două funcții cosinus, adică:

$$W_{12m} = \frac{lR\delta}{2\mu_0} B_{1\max} B_{2\max} \left\{ \int_0^{2\pi} \cos[(\omega_1 - \omega_2 - p_2\Omega)t - (p_1 - p_2)\alpha_1 - \varphi]d\alpha_1 - \right. \left. - \int_0^{2\pi} \cos[(\omega_1 + \omega_2 + p_2\Omega)t - (p_1 + p_2)\alpha_1 - (\varphi_1 + \varphi_2)]d\alpha_1 \right\} \tag{3.41}$$

În relația (3.41) se observă că a doua integrală se anulează indiferent de numărul de perechi de poli p_1 și p_2 (cosinusul fiind o funcție alternativă simetrică, în timp ce prima integrală este diferită de zero numai dacă nu depinde de α. Acest lucru se întâmplă numai dacă $p_1 - p_2 = 0$.

Concluzie: În mașinile electrice de curent alternativ se produce cuplu electromagnetic numai dacă înfășurarea inductoare și înfășurarea indusului au același număr de perechi de poli $p_1 = p_2 = p$.

Dacă cele două armături au același număr de perechi de poli, relația (3.41) devine:

$$W_{12m} = \frac{lR\delta}{2\mu_0} B_{1\max} B_{2\max} 2\pi \cos[(\omega_1 - \omega_2 - p\Omega)t - \varphi] \tag{3.42}$$

și introducând această expresie în (3.39) rezultă expresia cuplului instantaneu:

$$m = \frac{lR\delta}{2\mu_0} B_{1\max} B_{2\max} 2\pi \sin[(\omega_1 - \omega_2 - p\Omega)t - \varphi] \tag{3.43}$$

Ținând cont de faptul că variația cuplului este periodică și are perioada:

$$T = \frac{2\pi}{\omega_1 - \omega_2 - p\Omega} \tag{3.44}$$

se poate calcula valoarea medie a acestuia:

$$M = \frac{lR\delta}{2\mu_0} B_{1\max} B_{2\max} \frac{2\pi}{T} \int_0^{\Delta t} \sin[(\omega_1 - \omega_2 - p\Omega)t - \varphi]dt \tag{3.45}$$

Din relația (3.45) rezultă că cuplul mediu M pe o perioadă T este nenul numai dacă integrala este nenulă. Această condiție este îndeplinită numai dacă funcția sinus nu depinde de timpul t, adică:

$$\omega_1 - \omega_2 - p\Omega = 0, \quad \text{sau} \quad \frac{\omega_1}{p} = \frac{\omega_2}{p} + \Omega \tag{3.46}$$

Scanned by CamScanner

Concluzie: Din relaţia (3.46) rezultă că valoarea cuplului electromagnetic mediu este nenulă în maşinile electrice de curent alternativ în următoarele două cazuri:

- ✓ *dacă rotorul se roteşte cu $\Omega_1 = \omega_1/p$, sincron cu viteza unghiulară a câmpului învârtitor, adică $\Omega_1 = \Omega$, atunci $\omega_1 = 0$. Aceasta este situaţia maşinii sincrone la care câmpul rotoric are frecvenţă şi pulsaţie nulă (înfăşurarea de excitaţie a maşinii sincrone din rotor este alimentată în curent continuu), iar rotorul se învârte cu aceeaşi turaţie ca şi câmpul învârtitor;*
- ✓ *dacă rotorul se învârte cu o viteză unghiulară diferită de turaţia de sincronism, $\Omega_1 \neq \Omega$, rezultă că în înfăşurarea indusă din rotor se induc t.e.m. de pulsaţie $\omega_2 = \omega_1 - \Omega/p$, sau echivalent, $n_2 = n_1 - n$. Acest lucru este valabil la maşina asincronă la care rotorul se roteşte cu turaţia n mai mică decât turaţia sincronă n_1, ceea ce produce un câmp învârtitor în rotor ce se roteşte cu n_2. Dacă rotorul maşinii asincrone s-ar învârti cu turaţia sincronă, atunci $\omega_2 = \Omega/p$ şi condiţia (3.46) nu se mai îndeplineşte şi cuplul dat de M din (3.45) devine nul.*

3.6. Exemple de înfăşurări trifazate

În continuare vor fi prezentate spre exemplificare trei tipuri de înfăşurări trifazate, folosite atât la maşinile asincrone cât şi la maşinile sincrone [24], [25], [26]. Prima înfăşurare este o înfăşurare *simplu strat, cu pas diametral şi q număr întreg*, a doua este o înfăşurare *dublu strat, cu pas scurtat şi q număr întreg*, iar a treia este o înfăşurare *simplu strat, cu q număr fracţionar.*

3.6.1. Înfăşurare trifazată într-un strat, cu pas diametral

Să se proiecteze o înfăşurare de curent alternativ trifazată (m = 3), în simplu strat, cu pas diametral, pentru o maşină cu Z = 24 de crestături şi 2p = 4 poli.

Înfăşurarea trifazată într-un strat va fi realizată ţinând cont de următoarele relaţii valabile pentru acest tip de înfăşurare:

- ✓ numărul total de bobine: $N_b = Z/2 = 24/2 = 12$ bobine,
- ✓ numărul de bobine pe fază: $N_{bf} = Z/(2m) = 24/6 = 4$ bobine pe fază,

Scanned by CamScanner

- ✓ numărul de crestături pe pol şi fază: $q = Z/(2mp) = 24/(2 \cdot 3 \cdot 2) = 2$ crestături,
- ✓ pasul diametral al bobinei: $y_\tau = Z/(2p) = 24/4 = 6$ crestături,
- ✓ pasul începuturilor de fază: $y_f = 2q = 4$ crestături.

Reprezentarea grafică a schemei înfăşurării definite anterior este prezentată în figura 3.11. Sensul săgeţilor din figură reprezintă sensul curenţilor prin cele trei faze la un anumit moment de timp. În sistem trifazat suma curenţilor la fiecare moment de timp este nulă.

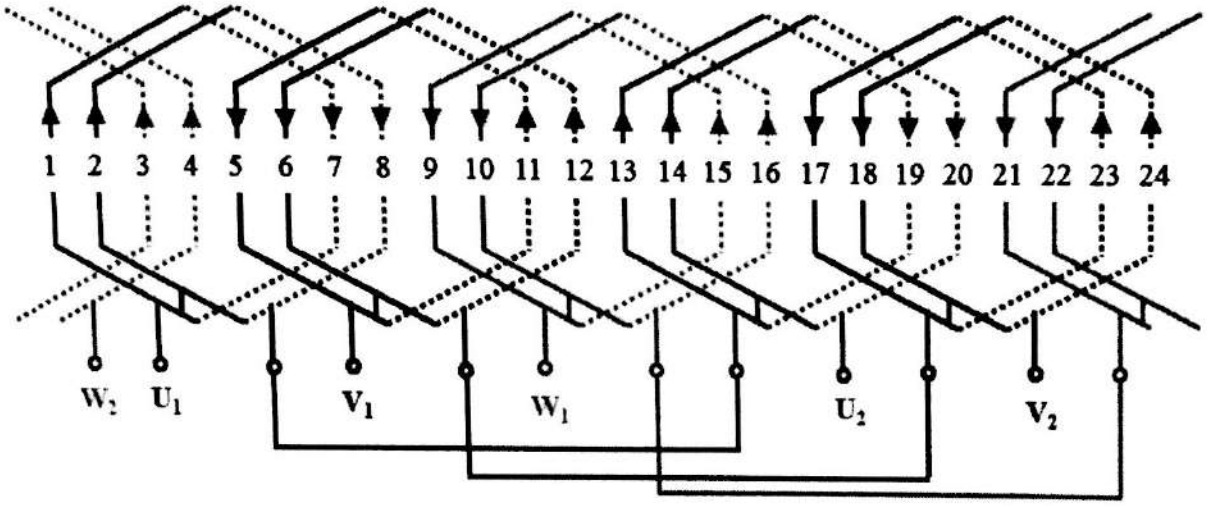


Fig. 3.11. Schema unei înfăşurări trifazate simplu strat, cu pas diametral, cu $Z = 24$ şi $p = 2$.

3.6.2. Înfăşurare trifazată în două straturi, cu pas scurtat

Să se proiecteze o înfăşurare de curent alternativ trifazată ($m = 3$), dublu strat, cu pas scurtat $y = 8/9y_\tau$ (pasul este scurtat cu o crestătură în raport cu pasul diametral y_τ), pentru o maşină cu $Z = 36$ de crestături şi $2p = 4$ poli.

Aplicând relaţiile de calcul valabile pentru înfăşurările in dublu strat rezultă:

- ✓ numărul total de bobine: $N_b = Z = 36$ bobine (relaţie valabilă la înfăşurările dublu strat),
- ✓ numărul de bobine pe fază: $N_{bf} = Z/m = 36/2 = 12$ bobine pe fază (relaţie valabilă la înfăşurările dublu strat),
- ✓ numărul de crestături pe pol şi fază: $q = Z/(2mp) = 36/(2 \cdot 3 \cdot 2) = 3$ crestături,

Scanned by CamScanner

- ✓ pasul diametral: $y_r = Z/(2p) = 36/4 = 9$ crestături,
- ✓ pasul bobinei: $y = Z/(2p) - 1 = 36/4 - 1 = 8$ crestături,
- ✓ pasul începuturilor de fază: $y_f = 2q = 3$ crestături.

Reprezentarea grafică a schemei înfăşurării descrise anterior este indicată în figura 3.12. Din motive legate de claritatea expunerii s-a figurat doar schema înfăşurării pentru faza U. Pentru celelalte două faze (V şi W), structura înfăşurării se repetă după un număr de şase crestături, egal cu pasul începuturilor de fază.

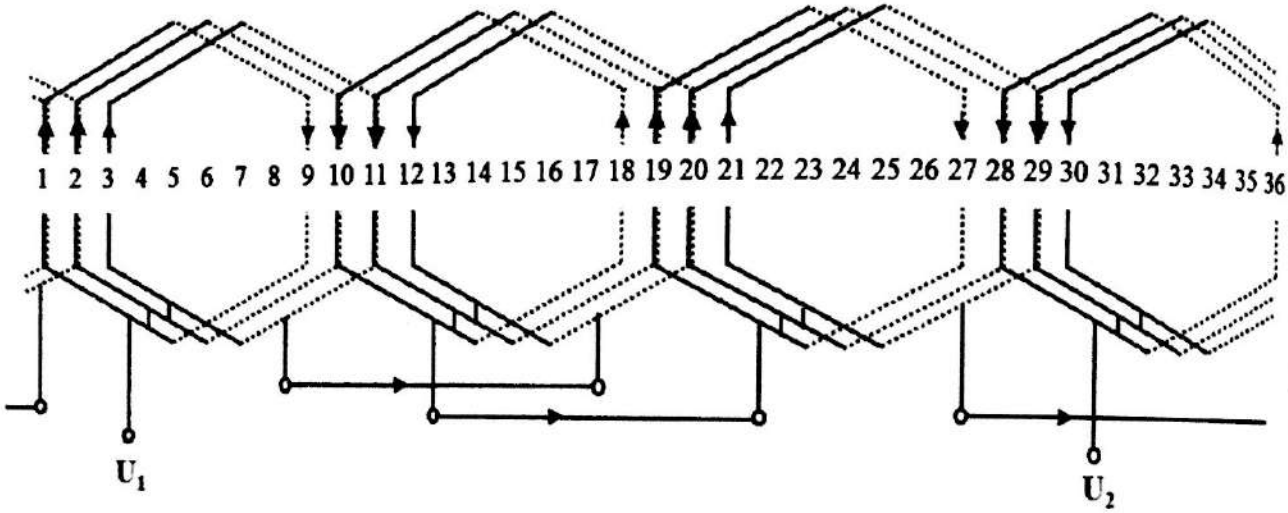


Fig. 3.12. Reprezentarea fazei *U* a unei înfăşurări trifazate dublu strat, cu pas scurtat, cu $Z = 36$ şi $p = 2$.

3.6.3. Înfăşurare trifazată într-un strat cu *q* fracţionar

Să se proiecteze o înfăşurare de curent alternativ trifazată ($m = 3$), simplu strat, pentru o maşină cu $Z = 18$ crestături şi $2p = 4$ poli.

Aplicând relaţiile de calcul ca în cazul înfăşurării într-un strat rezultă:

- ✓ numărul total de bobine: $N_b = Z/2 = 9$ bobine,
- ✓ numărul de bobine pe fază: $N_{bf} = Z/(2m) = 18/(2 \cdot 3) = 3$ bobine pe fază, acestea fiind distribuite în două grupe, prima având o singură bobină şi cea de-a doua două,
- ✓ numărul de crestături pe pol şi fază: $q = Z/(2mp) = 18/(2 \cdot 3 \cdot 2) = 1{,}5$ crestături,
- ✓ pasul diametral: $y_d = Z/(2p) = 18/4 = 4{,}5$ crestături,
- ✓ pasul primei grupe de bobine formată dintr-o bobină: $y_1 = 5$ crestături,
- ✓ pasul grupei a doua de bobine formată din două bobine: $y_1 = 4$ crestături,
- ✓ pasul începuturilor de fază: $y_f = 2q = 6$ crestături.

Scanned by CamScanner

Reprezentarea grafică a schemei înfăşurării este prezentată în figura 3.13.

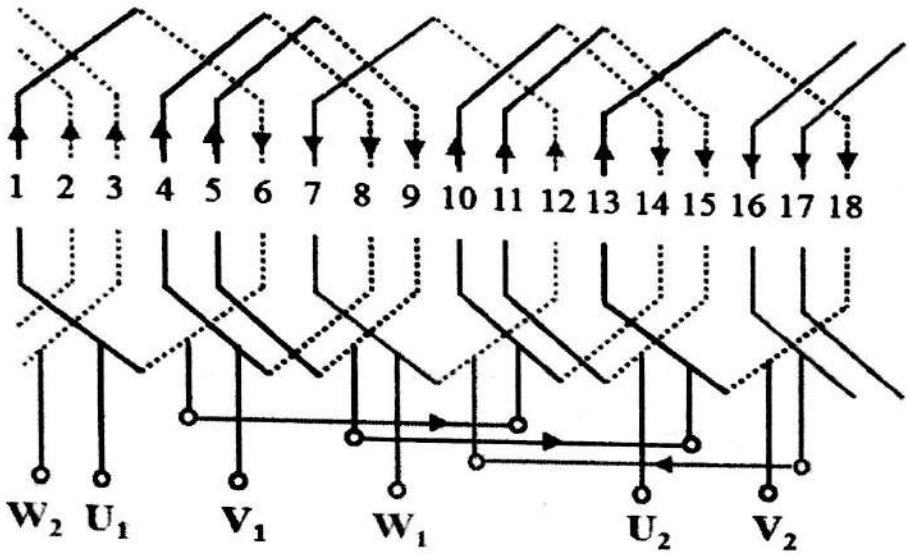


Fig. 3.13. Schema unei înfăşurări trifazate simplu strat, cu $Z = 36$, $q = 1{,}5$ şi $p = 2$.

Scanned by CamScanner

4. Motorul asincron trifazat

4.1. Introducere

Maşina asincronă trifazată împreună cu maşina sincronă sunt cele mai importante şi mai folosite maşini de curent alternativ. În majoritatea aplicaţiilor maşina asincronă este utilizată în regim de motor, când energia electrică primită pe la bornele sale este convertită în energie mecanică, şi mai puţin ca generator, acest mod de funcţionare fiind mai pretenţios.

Motoarele asincrone trifazate sunt întâlnite în aplicaţii diverse precum compresoare, pompe de diferite tipuri, mixere, conveiere, maşini-unelte precum strunguri, freze, maşini de găurit şi, în general, acolo unde este necesară menţinerea turaţiei constantă odată cu creşterea cuplului la ax. Faţă de motoarele de curent continuu, motorul asincron trifazat are o construcţie mai robustă şi mai simplă. În plus, motorul asincron cu rotorul în colivie nu are colector şi nici contacte alunecătoare. De aceea, la puteri egale, motorul asincron este mai uşor şi mai ieftin.

În regim de generator maşina asincronă este utilizată frecvent în componenţa centralelor eoliene şi respectiv a microhidrocentralelor.

Începând cu anii '90, odată cu dezvoltarea tehnologiei dispozitivelor semiconductoarelor de putere, a fost posibilă reglarea turaţiei motorului asincron prin modificarea frecvenţei de alimentare. Aceasta a dus la utilizarea pe scară din ce în ce mai largă a motorului asincron în tracţiunea electrică, la tramvaie, troleibuze, metrouri, macarale, lifturi. Datorită uşurinţei de reglare a turaţiei la motorul de curent continuu (turaţia fiind proporţională cu tensiunea de alimentare) şi costurilor încă destul de ridicate ale convertizoarelor de frecvenţă, există încă numeroase aplicaţii din tracţiunea electrică ce folosesc motoare de curent continuu. Un alt avantaj al motoarelor de curent continuu faţă de cele asincrone este reprezentat de nivelul mai redus de zgomot (sunt mai silenţioase) [16].

Motorul asincron trifazat funcţionează pe principiul inducţiei electromagnetice, din acest motiv numindu-se şi *maşină de inducţie*. Primele maşini asincrone au fost dezvoltate de Galileo Ferraris (1885) şi Nikola Tesla (1887). Acestea erau însă maşini bifazate la care câmpul magnetic învârtitor era eliptic, şi nu circular precum cel din maşinile electrice trifazate.

Scanned by CamScanner

4.2. Construcţia maşinii asincrone trifazate

Ca toate maşinile electrice studiate, şi maşina asincronă *se bazează pe legea inducţiei electromagnetice* şi ca orice maşină electrică rotativă, are *două armături.* Acestea se numesc armături deoarece sunt realizate din material feromagnetic, oţel cu proprietăţi magnetice bune pentru a permite închiderea uşoară a câmpului magnetic de la o armătură la cealaltă (fig. 4.1).

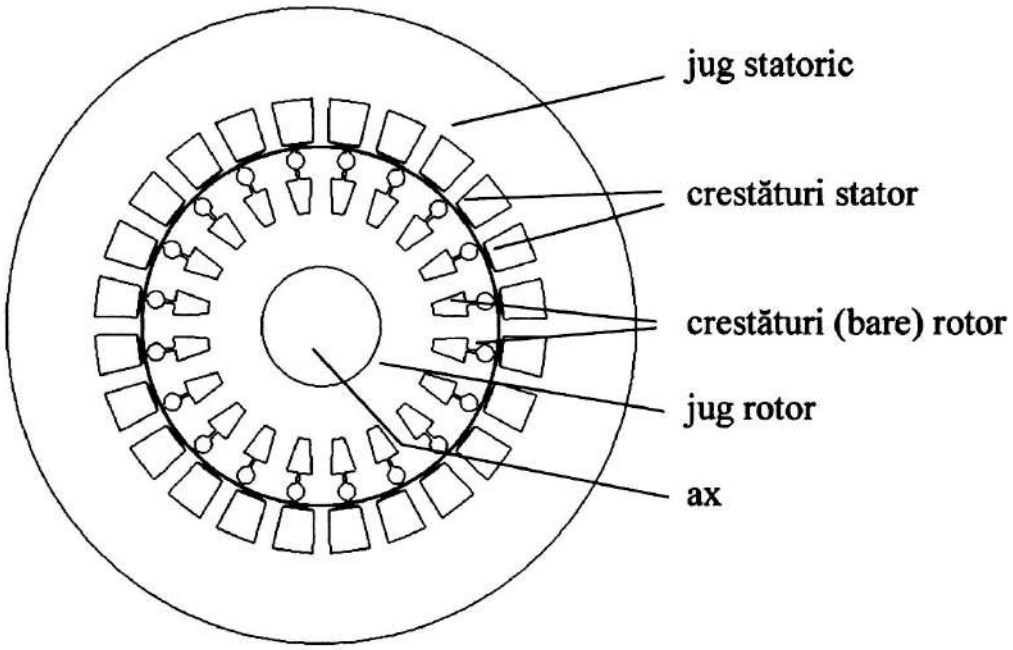


Fig. 4.1. Secţiune printr-o maşină asincronă.

Circuitul magnetic este parcurs de câmpuri magnetice variabile în timp şi, pentru a diminua pierderile prin curenţi turbionari, este realizat din tole din oţel electrotehnic cu grosimea uzuală de 0,5 mm, izolate între ele cu oxizi ceramici sau lacuri izolante.

Elementele constructive de bază ale maşinii asincrone sunt [23], [24]:

- *statorul* maşinii – acesta este prevăzut cu $Z = 2mpq$ crestături (v. § 3.3.4) în care este plasată înfăşurarea inductoare trifazată. Forma crestăturilor diferă în funcţie de modul de realizare a înfăşurării, de gabaritul maşinii şi de tehnologia folosită. Printre cele mai întâlnite sunt crestăturile semiînchise, semideschise şi deschise, în funcţie de dimensiunea *istmului crestăturii* (deschiderii acesteia), În general, crestăturile cu istmul mic sunt folosite atunci când înfăşurările sunt realizate din conductoare rotunde de cupru care sunt introduse unul câte unul în crestătură, în timp ce crestăturile deschise se folosesc pentru conductoare din bare dreptunghiulare de cupru atunci când curenţii sunt importanţi. Istmul se închide cu pene

Scanned by CamScanner

izolante, iar înfăşurarea este izolată faţă de pereţii crestăturilor printr-o izolaţie de crestătură (fig. 4.2). De asemenea, crestăturile pot fi cu pereţi paraleli şi dinţi trapezoidali, folosite în principiu pentru înfăşurări din bare dreptunghiulare, sau cu crestături trapezoidale şi dinţii paraleli;

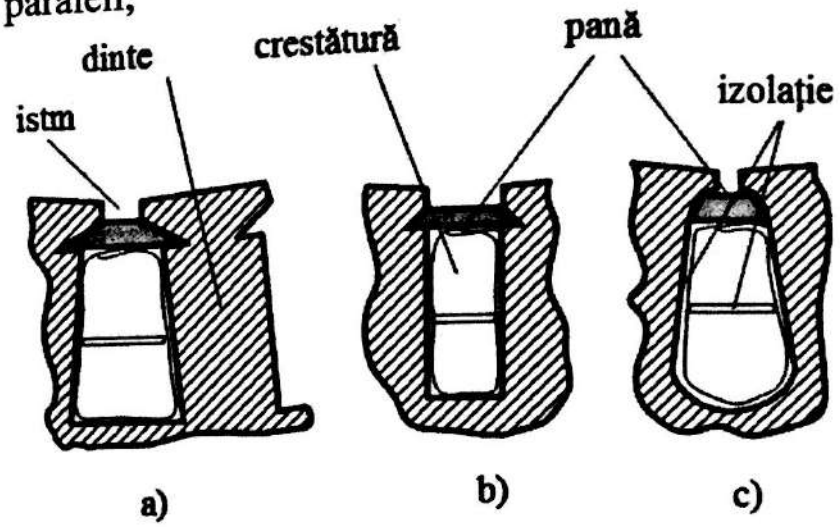


Fig. 4.2. Diferite forme de crestături şi modul de izolare a înfăşurărilor: a) crestătură trapezoidală (dinte cu pereţi paraleli), b) crestătură cu pereţi paraleli, c) crestătură ovală.

- *rotorul maşinii* este armătura interioară cilindrică a maşinii, fixată pe axul maşinii şi având din punct de vedere electromagnetic rol de indus. Acesta poate fi realizat în două moduri constructive distincte:
  - *rotor bobinat* – este similar constructiv cu statorul, având prevăzute crestături în care este plasată o înfăşurare trifazată cu acelaşi număr de poli ca cel al înfăşurării trifazate din stator. Ca şi în cazul statorului, tolele sunt crestate spre întrefier prin ştanţare. Apoi tolele se suprapun (se împachetează) pentru a obţine miezul rotoric. Înfăşurarea rotorică indusă se conectează în stea, capetele libere ale celor trei faze fiind conectate fiecare la câte un inel colector fixat de axul rotorului. Pe inele calcă trei perii realizate din grafit sau materiale compozite. Acestea împreună cu colectorul formează un sistem de contacte alunecătoare care permite conectarea bornelor electrice fixe de pe carcasa maşinii cu cele trei înfăşurări rotorice mobile;
  - *rotor în scurtcircuit (sau colivie)* – se realizează prin turnarea în crestături a aluminiului topit sub presiune (pentru a se evita răcirea şi întărirea acestuia înainte de umplerea completă a crestăturii cu aluminiu). La capetele frontale ale miezului rotoric se obţin din turnare două *inele de scurtcircuit* (inele de capăt) care închid înfăşurarea rotorică;

Scanned by CamScanner

- diferite tipuri de *crestăturilor rotorice* sunt prezentate în figura 4.3. Acestea, se realizează uneori cu profil înalt, astfel încât la pornire, când frecvenţa curenţilor induşi în rotor este mare, să apară un fenomen de refulare important;

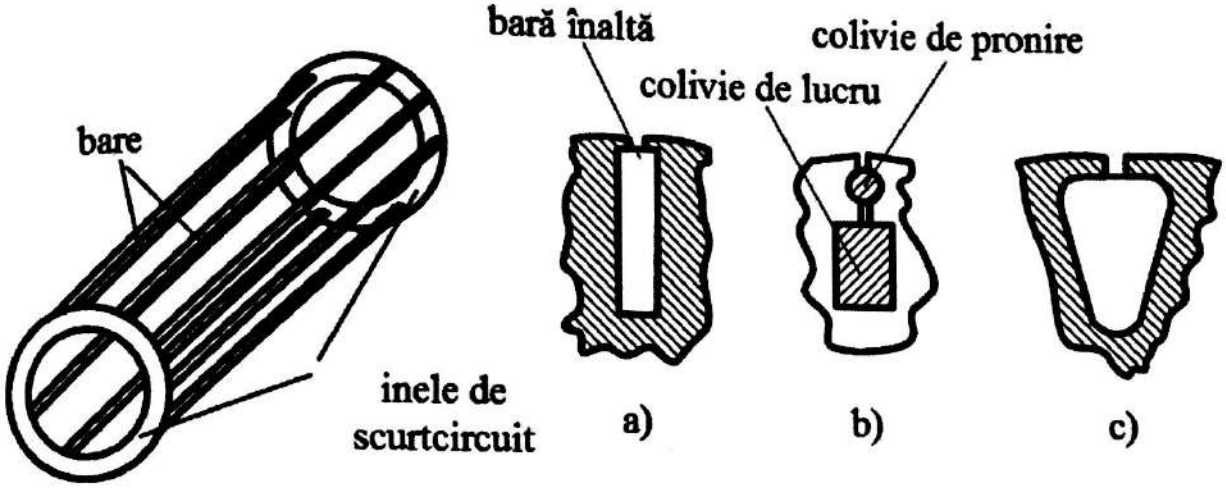


Fig. 4.3. Înfăşurare în colivie (stânga) şi forme de crestături rotorice: a) crestătură cu bară înaltă, b) colivie dublă, c) crestătură ovală.

- refularea duce la creşterea rezistenţei echivalente a înfăşurării rotorice, ceea ce, aşa cum se va arăta ulterior, ajută în procesul pornirii prin diminuarea curentului absorbit de motor şi prin creşterea cuplului de pornire. Astfel, coliviile pot fi realizate cu *bare înalte*, sau chiar cu *dublă colivie* la care curenţii la pornire se închid preponderent prin colivia superioară (plasată către întrefier) numită *colivie de pornire;* colivia inferioară, numită *colivie de lucru*, este utilizată după pornirea motorului când refularea curentului scade (curentul nemaifiind centrifugat către întrefier spre colivia superioară de pornire).

➢ *întrefierul* – este spaţiul liber dintre stator şi rotor ce permite învârtirea liberă a rotorului şi are dimensiuni între 0,5 şi 2 mm. La o maşină corect realizată, întrefierul are valoare constantă de jur împrejurul rotorului şi este cât mai mic pentru a necesita o energie magnetică redusă în vederea închiderii câmpului magnetic de la stator către rotor. Din această cauză, maşinile asincrone tind să fie mai zgomotoase, armonicile de dantură fiind importante (câmpul magnetic este mai intens atunci când dinţii statorici se suprapun cu dinţii rotorici şi mai slab atunci când crestăturile din stator se aliniază cu axele crestăturilor din rotor). Pentru a evita acest neajuns, crestăturile rotorice (barele coliviei) se înclină de obicei cu un pas dentar, iar numărul lor trebuie ales după anumite criterii, în funcţie de numărul de perechi de poli ai maşinii şi numărul crestăturilor statorice;

Scanned by CamScanner

➢ *carcasa maşinii* – se realizează prin turnare din fontă, sau din tablă de aluminiu sau oţel şi este prevăzută cu tălpi de fixare care poziţionează axul maşinii la înălţimi standardizate. Pe carcasă este montată cutia de borne la care sunt conectate capetele înfăşurării statorice. Numai maşinile asincrone cu rotorul bobinat au şi borne ale înfăşurării rotorice prezente pe carcasă. La capete, carcasa este prevăzută cu două scuturi laterale care permit centrarea statorului faţă de rotor. Scuturile laterale se fixează pe rulmenţii montaţi pe arborele maşinii care permit rotirea liberă a acestuia. La capătul opus axului liber al maşinii se află o capotă perforată care permite pătrunderea aerului din exterior. Aerul este antrenat de ventilatorul montat pe axul maşinii către carcasa prevăzută cu *aripioare de răcire* (nervuri longitudinale). Construcţia carcasei cu aripioare de răcire este specifică maşinii asincrone închise datorită proprietăţii acesteia de a-şi menţine turaţia aproape constantă indiferent de valoarea cuplului la ax, ceea ce permite dimensionarea unui ventilator de răcire.

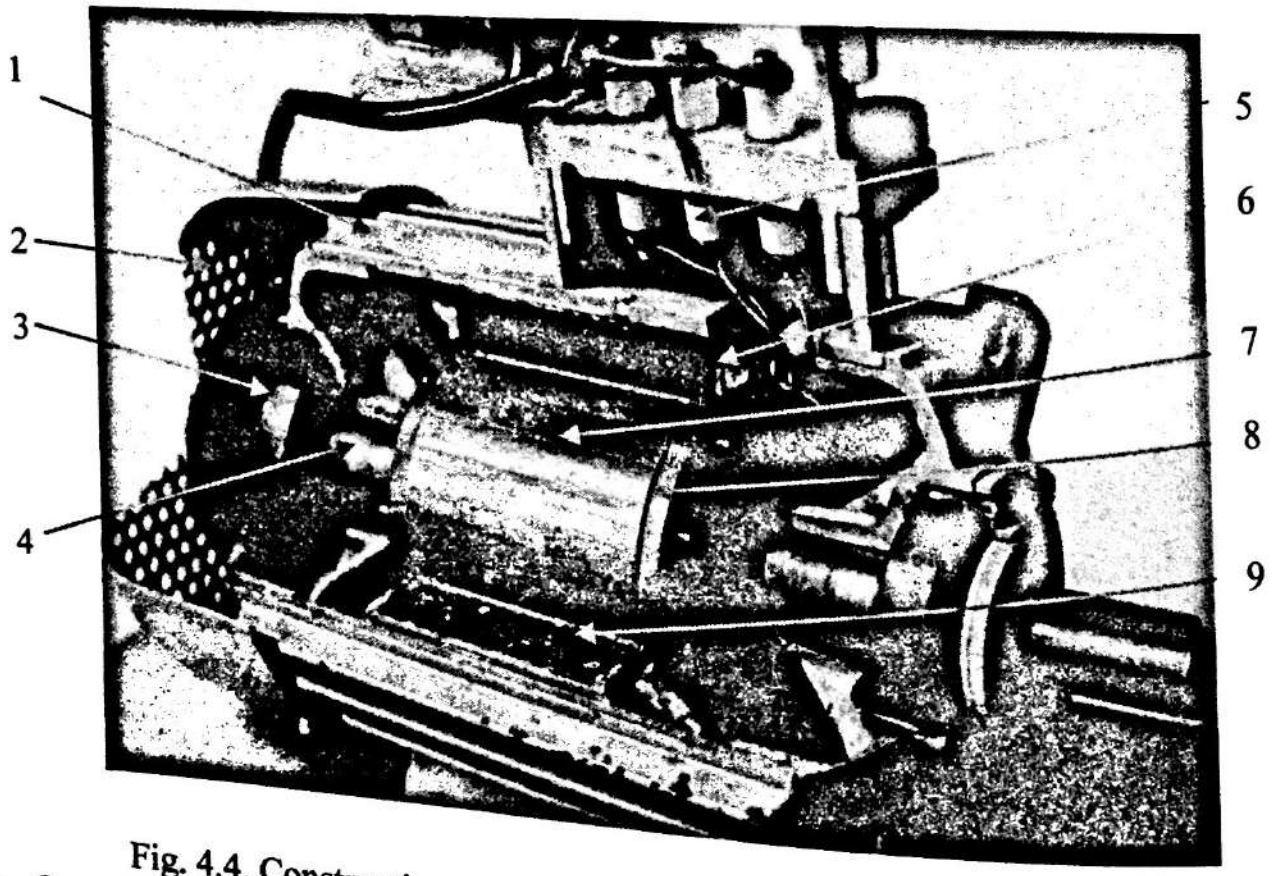


Fig. 4.4. Construcţia maşinii asincrone: 1. aripioară de răcire, 2. carcasă ventilator, 3. rulment, 4. arborele maşinii, 5. bornă, 6. înfăşurare statorică, 7. rotor în colivie, 8. inel de scurtcircuit, 9. stator.

Scanned by CamScanner

4.3. Principiul de funcţionare al motorului asincron

Dacă înfăşurarea statorului maşinii asincrone este alimentată de la un sistem trifazat de tensiuni, cele trei înfăşurări monofazate vor fi parcurse de curenţi ce formează un sistem trifazat, simetric şi echilibrat (dacă înfăşurările celor trei faze sunt identice, cu acelaşi număr de spire şi bobine pe fază şi decalate spaţial cu 120° electrice). Aceşti curenţi produc un câmp magnetic învârtitor circular dat de relaţia (3.19), aşa cum s-a explicat în § 3.3.4. Acest câmp magnetic învârtitor, variabil în timp, induce tensiuni electromotoare în înfăşurarea trifazată rotorică (de aceea, aceasta se numeşte înfăşurarea indusului). În funcţie de viteza de rotaţie a rotorului rezultă trei situaţii, după cum urmează:

✓ *rotorul imobil (n = 0)* – acest caz reprezintă momentul pornirii, când rotorul încă nu s-a pus în mişcare. În această situaţie, câmpul magnetic învârtitor induce t.e.m. în cele trei faze ale înfăşurării rotorice de forma:

$$\begin{cases} e_U^{(1)} = E_{\max}^{(1)} \sin \omega_1 t \\ e_V^{(1)} = E_{\max}^{(1)} \sin\left(\omega_1 t - \dfrac{2\pi}{3}\right) \\ e_W^{(1)} = E_{\max}^{(1)} \sin\left(\omega_1 t - \dfrac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \tag{4.1}$$

în care s-a notat cu ω_1 pulsaţia sistemului trifazat al tensiunilor de alimentare, care este egală cu pulsaţia t.e.m. induse în rotor deoarece rotorul se află în poziţie fixă faţă de stator. Practic, la turaţie nulă $n = 0$, *maşina asincronă se comportă ca un transformator electric trifazat* cu primarul reprezentat de înfăşurarea statorică (inductoare) şi secundarul de înfăşurarea rotorică (a indusului). Pentru a apărea curenţi induşi în rotor, condiţie necesară pentru generarea cuplului de rotire în maşină, înfăşurarea rotorică trebuie scurtcircuitată. Dacă maşina este cu rotorul bobinat, trebuie legate împreună cele trei borne libere ale înfăşurării rotorice (cele trei faze fiind deja conectate în stea), iar dacă maşina are rotorul în colivie, acesta formează deja un circuit închis (o înfăşurare scurtcircuitată) datorită inelelor de capăt care conectează electric barele rotorice între ele.

Observaţie: La pornire, motorul asincron trifazat se comportă ca un transformator trifazat cu secundarul în scurtcircuit. Astfel, la alimentarea cu tensiunea nominală a înfăşurării statorice rezultă curenţi importanţi, de scurtcircuit. Deci, curenţii de pornire ai

Scanned by CamScanner

motorului asincron au valori mari, până la un ordin de mărime mai mare decât al curentului nominal. Pentru aceasta trebuie luate măsuri în vederea limitării curentului de pornire şi/sau diminuarea timpului pentru care acest curent are valoare mare, pentru a evita deteriorarea înfăşurărilor termic şi mecanic (pierderile Joule şi forţele electrodinamice fiind proporţionale cu pătratul curentului).

Curenţii trifazaţi din indus produşi de sistemul de tensiuni (4.1) produc la rândul lor un câmp magnetic de reacţie care este la rândul său învârtitor. Acest câmp rotoric, în interacţiune cu câmpul învârtitor statoric generează un cuplu electromagnetic dacă cele două înfăşurări (din stator şi din rotor) au acelaşi număr de perechi de poli, adică $p_1 = p_2 = p$ (v. § 3.5);

✓ *rotorul se roteşte cu $n > 0$* – în momentul pornirii apare un cuplu electromagnetic ce acţionează asupra rotorului în sensul câmpului magnetic învârtitor; acesta accelerează şi ajunge la turaţia $n > 0$. Să presupunem pentru început că rotorul se roteşte la o turaţie n mai mică decât turaţia câmpului învârtitor numită *turaţia de sincronism* n_1 şi dată de relaţia:

$$n_1 = \frac{\Omega_1}{2\pi} = \frac{\omega_1}{p}\frac{1}{2\pi} \tag{4.2}$$

Astfel se poate defini mărimea s numită *alunecare* ca:

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} \tag{4.3}$$

unde s-au notat cu Ω_1 viteza unghiulară sincronă şi Ω viteza unghiulară a rotorului.

Aşa cum se arată în § 3.5, în înfăşurarea rotorului aflată în mişcare cu viteza unghiulară Ω se induc t.e.m. de forma:

$$\begin{cases} e_U^{(1)} = E_{\max}^{(1)} \sin p(\Omega_1 - \Omega)t \\ e_V^{(1)} = E_{\max}^{(1)} \sin\left[p(\Omega_1 - \Omega)t - \dfrac{2\pi}{3}\right] \\ e_W^{(1)} = E_{\max}^{(1)} \sin\left[p(\Omega_1 - \Omega)t - \dfrac{4\pi}{3}\right] \end{cases} \tag{4.4}$$

Din relaţiile (4.4) se observă cum câmpul de reacţie produs de curenţii induşi în înfăşurarea rotorică are viteza unghiulară $\Omega_2 = \Omega_1 - \Omega = s\,\Omega_1$, pulsaţia $\omega_2 = s\omega_1$ şi respectiv frecvenţa:

$$f_2 = sf_1 \tag{4.5}$$

Scanned by CamScanner

Şi în acest caz tensiunile induse date de (4.4) produc un sistem trifazat de curenţi induşi ce generează un câmp magnetic rotitor. Aşa cum se arată în § 3.5, câmpul magnetic învârtitor de reacţie şi cel inductor produc un cuplu electromagnetic care, în regim permanent de funcţionare, este egal cu cuplul rezistent de la axul motorului asincron;

✓ *rotorul se roteşte la sincronism cu* $n = n_1$ – dacă nu se opune niciun cuplu la axul maşinii, aşa cum s-a explicat anterior, cuplul electromagnetic produs accelerează în continuare rotorul. Când acesta ajunge la turaţia de sincronism, din relaţiile (4.4) când $n = n_1$, sau $\Omega = \Omega_1$, rezultă că tensiunile electromotoare induse devin nule. Cu alte cuvinte, dacă rotorul se învârte odată cu câmpul învârtitor, fluxul ce străbate înfăşurările rotorice este constant (deoarece câmpul este fix faţă de rotor) şi conform legii inducţiei electromagnetice t.e.m. induse care sunt egale cu derivata în timp a unui flux constant, sunt nule. Astfel, *la sincronism cuplul electromagnetic este nul.*

Observaţie: Deoarece la turaţia rotorului egală cu turaţia de sincronism $n = n_1$ *cuplul electromagnetic este nul, acest regim de funcţionare se numeşte* regim de gol ideal. *Deoarece, din cauza frecărilor din lagăre şi a frecării cu aerul (pierderilor de ventilaţie), cuplul la ax nu va fi niciodată nul chiar dacă nu este conectată nicio sarcină mecanică la ax, nici cuplul electromagnetic (ce trebuie să învingă cuplul rezistent) nu va fi zero. Cu alte cuvinte, rotorul va rămâne întotdeauna puţin în urma câmpului învârtitor, pentru a genera un cuplu care să învingă cuplul rezistent care nu este niciodată nul. De aici provine şi denumirea de maşină asincronă, deoarece rotorul nu poate ajunge la sincronism în regim permanent de funcţionare.*

4.4. Ecuaţiile de funcţionare ale motorului asincron în regim staţionar

Ecuaţiile maşinii asincrone sunt similare şi se deduc în mod asemănător cu cele ale transformatorului trifazat, în teoria tehnică. Pentru aceasta, se consideră o maşină asincronă cu rotorul bobinat, cu înfăşurări simetrice (dispuse simetric, ce ocupă acelaşi număr de crestături şi au acelaşi număr de bobine şi spire pe fază), atât în stator cât şi în rotor şi cu circuitul magnetic nesaturat (liniar) pentru care se poate aplica principiul superpoziţiei. De asemenea, pentru simplitate, se consideră forma câmpului magnetic sinusoidală, fără armonici superioare.

Scanned by CamScanner

Alimentând înfăşurările statorului cu un sistem de tensiuni simetric şi echilibrat (tensiunile de fază sunt defazate între ele cu 120° electrice şi au module egale) cele trei faze ale maşinii vor fi străbătute de un sistem trifazat de curenţi electrici ce produce un câmp magnetic învârtitor, aşa cum s-a arătat în § 3.3.4. Câmpul magnetic învârtitor va induce în înfăşurarea rotorică un sistem de t.e.m. de forma (4.4). Deoarece înfăşurarea indusului (rotorică) este scurtcircuitată, sistemul de t.e.m. induse va produce un sistem trifazat de curenţi care, la rândul lor, vor da naştere unui câmp magnetic învârtitor de reacţie similar cu câmpul magnetic produs de înfăşurarea statorului. Aceste două câmpuri au aceeaşi viteză de rotaţie faţă de un sistem referenţial fix şi deci se adună generând un câmp magnetic rezultant în maşină. Câmpul magnetic rezultant care se închide de la înfăşurarea statorică (primară) la înfăşurarea rotorică (secundară) se numeşte *câmpul magnetic util* (fig. 4.5). Câmpul magnetic ce străbate înfăşurările statorice fără să intersecteze spirele înfăşurării rotorice se numeşte *câmp magnetic de scăpări* al înfăşurării statorice în raport cu înfăşurarea rotorică. Similar, câmpul magnetic ce se închide numai în jurul înfăşurării rotorice fără a străbate înfăşurarea statorică reprezintă câmpul magnetic de scăpări al acestei înfăşurări.

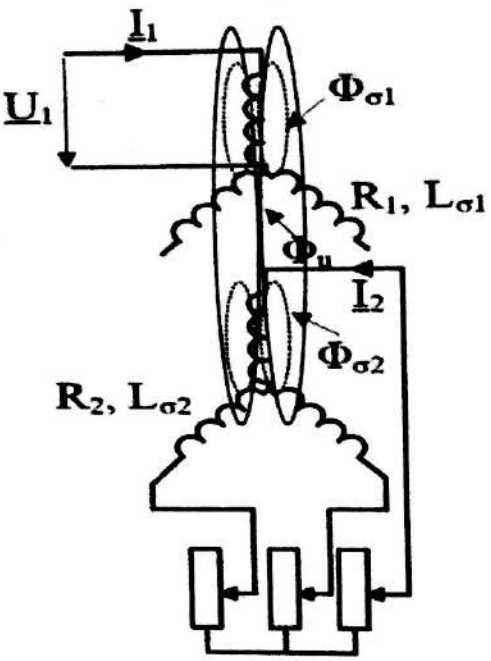


Fig. 4.5. Reprezentarea înfăşurărilor trifazate la maşina asincronă cu rotorul bobinat şi rezistenţă în indus.

În continuare, bazându-ne pe principiul superpoziţiei se va analiza numai o fază a maşinii asincrone. Pentru o fază statorică şi o fază rotorică se pot scrie ecuaţiile tensiunilor în complex simplificat, după cum urmează:

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + j\omega_1 L_{\sigma 1} \underline{I}_1 + j\omega_1 w_1 k_{w1} \dfrac{\underline{\Phi}_u}{\sqrt{2}} \\ 0 = R_2 \underline{I}_2 + j\omega_2 L_{\sigma 2} \underline{I}_2 - j\omega_2 w_2 k_{w2} \dfrac{\underline{\Phi}_u}{\sqrt{2}} \end{cases} \tag{4.6}$$

unde s-au notat cu $R_{1,2}$ rezistenţele înfăşurării statorului şi respectiv ale rotorului, cu $L_{\sigma 1,2}$ inductivităţile de dispersie ale celor două înfăşurări, cu $w_{1,2}$ numărul de spire ale celor două înfăşurări, cu $k_{w1,w2}$ factorii de înfăşurare, iar cu $\underline{\Phi}_u$ fazorul fluxului câmpului magnetic util din maşină.

Scanned by CamScanner

Dacă se ţine cont că $\omega_2 = s\omega_1$, sistemul (4.6) devine:

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = R_1\underline{I}_1 + j\omega_1 L_{\sigma 1}\underline{I}_1 + j\omega_1 w_1 k_{w1}\dfrac{\underline{\Phi}_u}{\sqrt{2}} = R_1\underline{I}_1 + jX_{\sigma 1}\underline{I}_1 - \underline{E}_1 \\ 0 = R_2\underline{I}_2 + js\omega_1 L_{\sigma 2}\underline{I}_2 - js\omega_1 w_2 k_{w2}\dfrac{\underline{\Phi}_u}{\sqrt{2}} = R_2\underline{I}_2 + sjX_{\sigma 2}\underline{I}_2 + s\underline{E}_2 \end{cases} \quad (4.7)$$

Prin raportarea secundarului (a înfăşurării rotorice) la primar (înfăşurarea statorică) printr-un proces similar raportării secundarului transformatorului, produsul $k_{w2}w_2$ corespunzător înfăşurării rotorice se rearanjează pentru a obţine acelaşi produs ca cel al înfăşurării statorice $k_{w1}w_1$, echivalent cu înmulţirea cu $k_{w1}w_1/k_{w2}w_2$ a relaţiei tensiunii rotorice, rezultând:

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = R_1\underline{I}_1 + jX_{\sigma 1}\underline{I}_1 - \underline{E}_1 \\ 0 = \dfrac{R_2'}{s}\underline{I}_2' + jX_{\sigma 2}'\underline{I}_2' - \underline{E}_1 \end{cases} \quad (4.8)$$

În mod analog cu teoria transformatorului electric, prin raportarea înfăşurării secundare la înfăşurarea primară se conservă pierderile Joule, solenaţiile şi constantele de timp şi se obţine o t.e.m. indusă în secundar egală cu cea din primar, astfel încât primarul şi secundarul se pot conecta (deşi ele în mod real nu sunt conectate galvanic) într-o schemă echivalentă în T. Valorile raportate ale parametrilor schemei echivalente sunt:

$$\begin{cases} R_2' = R_2\left(\dfrac{k_{w1}w_1}{k_{w2}w_2}\right)^2, \quad \underline{I}_2' = -\underline{I}_2\dfrac{k_{w2}w_2}{k_{w1}w_1} \Rightarrow R_2'I_2'^2 = R_2I_2^2 \\ X_{\sigma 2}' = X_{\sigma 2}\left(\dfrac{k_{w1}w_1}{k_{w2}w_2}\right)^2 \end{cases} \quad (4.9)$$

4.4.1. Schema echivalentă şi diagrama de fazori

Ţinând cont de sistemul de ecuaţii (4.8) se poate construi schema echivalentă din figura 4.6.a) în care rezistenţa R_2'/s s-a descompus în două rezistenţe R_2' şi $\dfrac{(1-s)}{s}R_2'$.

În acest mod, se obţine o schemă echivalentă în "T" echivalentă cu schema unui transformator electric ce are sarcina $(1-s)R_2'/s$ conectată în secundar.

Scanned by CamScanner

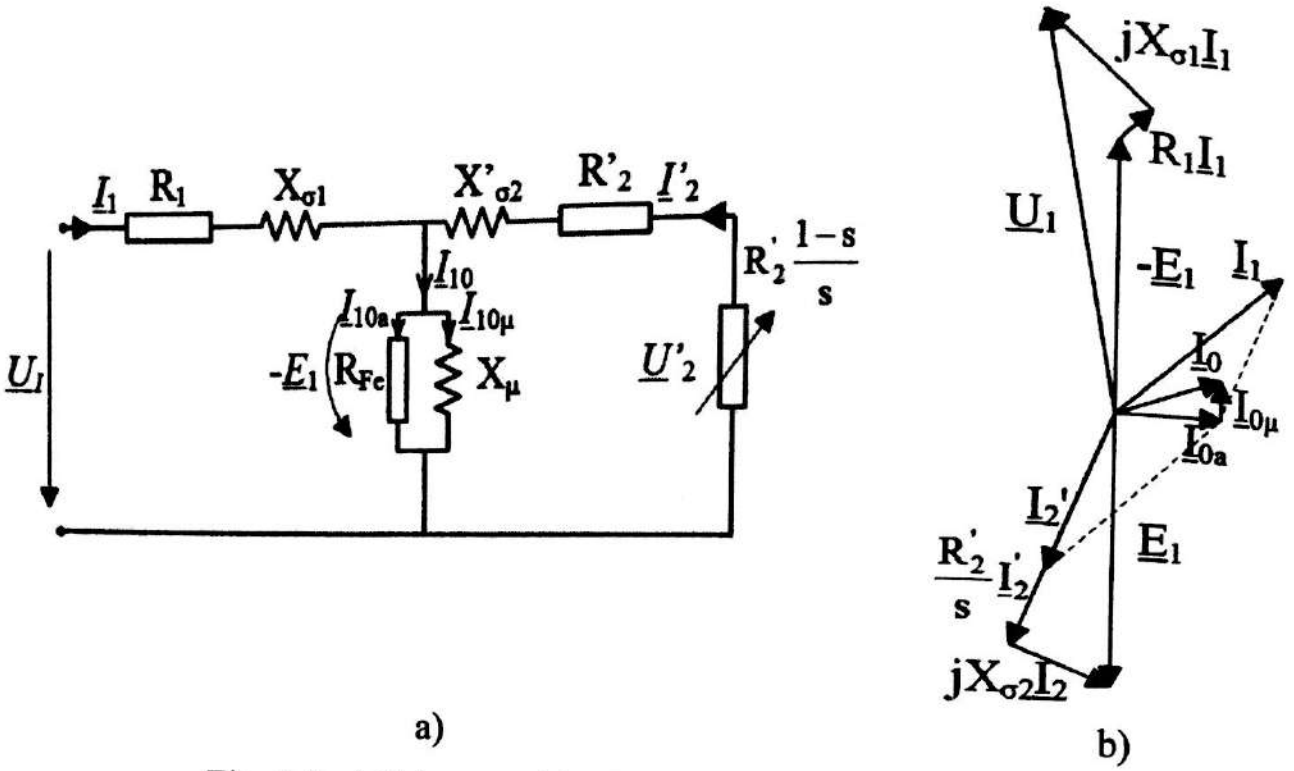


Fig. 4.6. a) Schema echivalentă şi b) diagrama de fazori a unui motor asincron trifazat.

Observaţie: Din schema echivalentă a motorului asincron rezultă la pornire când $s = 1$ *şi* $n = 0$, *că sarcina* $(1-s)R'_2/s$ *este nulă. În acest caz, motorul asincron este echivalent cu un transformator electric cu secundarul scurtcircuitat. Din acest motiv, curentul de pornire al motorului asincron este un curent de valoare mare, de obicei de 5...8 ori curentul nominal, echivalent unui curent de scurtcircuit la transformatorul electric (dar cu o valoare raportată faţă de curentul nominal mai mică).*

La $s = 0$ *când* $n = n_1$, *adică la sincronism, rezistenţa de sarcină* $(1-s)/sR'_2$ *devine infinită. În acest caz, puterea produsă de motorul asincron este zero, adică motorul funcţionează într-un regim de gol ideal.*

Din diagrama de fazori din figura 4.6.b) se observă că, deoarece rezistenţa R_1 şi reactanţa de scăpări $X_{\sigma 1}$ au valori mici (rezistenţa corespunde unei înfăşurări realizate din material conductor cu rezistivitate electrică scăzută, iar câmpul de scăpări este un câmp ce se închide prin aer/întrefier, câmpul util fiind cel important, cu valori semnificative), rezultă că tensiunea la borne este aproximativ egală cu tensiunea electromotoare:

$$U \approx -E_1 = \omega_1 w_1 k_{w1} \frac{\Phi_u}{\sqrt{2}} \qquad (4.10)$$

în care s-a notat cu k_{w1} factorul de înfăşurare (care este produsul dintre factorul de repartizare şi factorul de scurtare $k_q k_s$) iar cu Φ_u s-a notat valoarea maximă a fluxului util, în timp ce tensiunile sunt valori efective.

Scanned by CamScanner

De asemenea, ţinând cont că $R_2^{'}/s >> X_{\sigma 2}^{'}$, rezultă că:

$$\cos\varphi_2 = \frac{\dfrac{R_2^{'}}{s}}{\sqrt{\left(\dfrac{R_2^{'}}{s}\right)^2 + X_{\sigma 2}^{'\,2}}} \approx 1 \qquad (4.11)$$

adică defazajul dintre t.e.m. $\underline{E}_1$ şi fazorul curentului $\underline{I}_2^{'}$ este practic nul.

4.4.2. Expresia cuplului electromagnetic

Schema echivalentă din figura 4.6.a) poate fi reprezentată şi cu impedanţe ca în figura 4.7, în care s-au notat:

$$\underline{Z}_1 = R_1 + jX_{\sigma 1}, \quad \underline{Z}_2^{'} = \frac{R_2^{'}}{s} + jX_{\sigma 2}^{'}, \quad \underline{Z}_m = \frac{jR_{Fe}X_\mu}{R_{Fe} + jX_\mu} \qquad (4.12)$$

Dacă se ţine cont că puterea electromagnetică este puterea transferată prin procesul de conversie electromecanică la nivelul întrefierului către rotor, rezultă că aceasta este egală cu puterea totală din secundar, adică puterea disipată pe rezistenţa din secundarul schemei echivalente din figura 4.6.a) înmulţită cu trei, numărul de faze:

$$P_e = \frac{3(1-s)}{s} R_2^{'} I_2^{'\,2} \qquad (4.13)$$

Rezultă astfel expresia cuplului electromagnetic:

$$M = \frac{P_e}{\Omega} = \frac{1}{(1-s)\Omega_1} \frac{3(1-s)}{s} R_2^{'} I_2^{'\,2} = \frac{3R_2^{'} I_2^{'\,2}}{s\Omega_1} = \frac{P_{j2}}{s\Omega_1} \qquad (4.14)$$

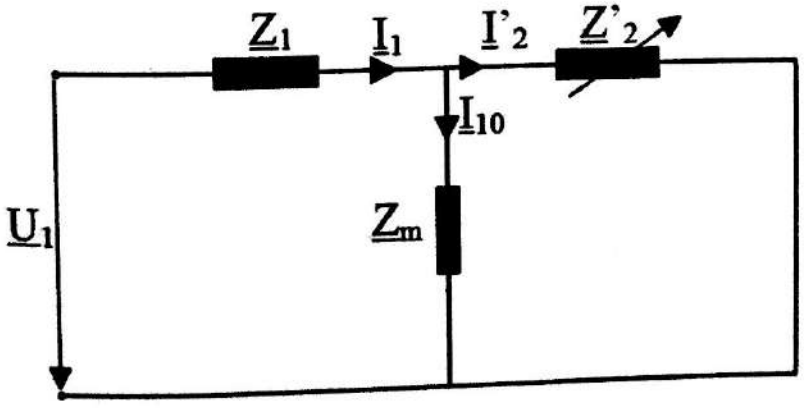


Fig. 4.7. Schema echivalentă cu impedanţe a motorului asincron.

Scanned by CamScanner

Din schema echivalentă reprezentată în figura 4.7 se scrie expresia curentului primar $\underline{I}_1$:

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_1 + \dfrac{\underline{Z}_2' \underline{Z}_m}{\underline{Z}_2' + \underline{Z}_m}} \tag{4.15}$$

din care se deduce expresia curentului din secundarul raportat $\underline{I}_2'$:

$$\underline{I}_2' = \underline{I}_1 \frac{\underline{Z}_m}{\underline{Z}_m + \underline{Z}_2'} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_1 + \dfrac{\underline{Z}_2' \underline{Z}_m}{\underline{Z}_2' + \underline{Z}_m}} \frac{\underline{Z}_m}{\underline{Z}_m + \underline{Z}_2'} =$$

$$= \frac{\underline{U}_1 \underline{Z}_m}{\underline{Z}_1 \underline{Z}_2' + \underline{Z}_1 \underline{Z}_m + \underline{Z}_2' \underline{Z}_m} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2' \left(1 + \dfrac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_m}\right)} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_1 + \underline{c} \underline{Z}_2'} \tag{4.16}$$

Dacă se consideră $\underline{c} = 1 + \dfrac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_m} \approx c$, atunci expresia valorii efective a curentului din secundar devine:

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{\left(R_1 + c\dfrac{R_2'}{s}\right)^2 + \left(X_{\sigma 1} + cX_{\sigma 2}'\right)^2}} \tag{4.17}$$

Înlocuind (4.17) în expresia cuplului electromagnetic (4.14) rezultă:

$$M = \frac{3U_1^2 R_2'}{s\Omega_1 \left[\left(R_1 + c\dfrac{R_2'}{s}\right)^2 + \left(X_{\sigma 1} + cX_{\sigma 2}'\right)^2\right]} \tag{4.18}$$

Funcţia $M = f(s)$ ia valori maxime pentru $\dfrac{\partial M}{\partial s} = 0$, în punctele:

$$s_{cr} = \pm \frac{cR_2'}{\sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 1} + cX_{\sigma 2}')^2}} \tag{4.19}$$

Valorile alunecării pentru care cuplul electromagnetic este maxim, respectiv minim, se numesc *alunecări critice*. Pentru aceste valori rezultă cuplul:

$$M_m = \pm \frac{3U_1^2}{2c\Omega_1 \left[\sqrt{R_1^2 + \left(X_{\sigma 1} + cX_{\sigma 2}'\right)^2} \pm R_1\right]} \tag{4.20}$$

Scanned by CamScanner

Observaţie: Cuplul maxim şi minim al maşinii asincrone depinde de pătratul tensiunii de alimentare şi nu depinde de rezistenţa înfăşurării rotorice. Modulul cuplului electromagnetic minim corespunzător alunecării critice negative (atunci când maşina funcţionează în regim de generator), este mai mare decât valoarea cuplului maxim obţinut pentru alunecarea critică pozitivă (atunci când maşina funcţionează în regim de motor).

Din expresia cuplului electromagnetic în funcţie de alunecare (4.18) rezultă că acesta variază diferit pentru următoarele două intervale:

- ✓ *pentru alunecări mici cu* $s < 0{,}05$ – rezultă că $\frac{R_2'}{s} >> R_1, X_{\sigma 1}, X_{\sigma 2}'$ şi expresia cuplului devine: $M = \frac{3U_1^{\,2} s}{\Omega_1 c R_2'}$. În acest interval *cuplul depinde liniar de alunecare;*
- ✓ *pentru alunecări mari* $0{,}5 < s < 1$ – rezultă că $\frac{R_2'}{s} \approx 0$ şi expresia cuplului devine: $M = \frac{3U_1^{\,2} R_2'}{s\Omega_1\left[R_1^{\,2} + \left(X_{\sigma 1} + cX_{\sigma 2}'\right)^2\right]}$. În acest interval *cuplul depinde de inversul alunecării 1/s.*

Zonele de liniaritate şi respectiv de variaţie hiperbolică se pot observa pe caracteristica cuplului $M = f(s)$ a motorului asincron din figura 4.8.

Pentru $s > 1$ turaţia devine negativă $n < 0$, iar maşina asincronă funcţionează în regim de frână electromagnetică. Pentru $s < 0$ turaţia este pozitivă şi mai mare decât turaţia de sincronism $n > n_1$, în timp ce cuplul M este negativ, deci puterea mecanică rezultă negativă, deci este primită, adică maşina funcţionează în regim de generator.

Când turaţia n şi cuplul mecanic M sunt pozitive, pentru $0 < s < 1$, maşina asincronă funcţionează în regim de motor. Zona caracteristicii pentru care $0 < s < s_{cr}$ (fig. 4.8) este *zona stabilă de funcţionare*, la creşterea alunecării peste alunecarea critică funcţionarea maşinii devine instabilă. Punctul nominal de funcţionare este caracterizat de alunecări nominale de valori reduse, de ordinul a câteva procente, cuplul nominal având valori uzuale de 2 – 3 ori mai mici decât cuplul de pornire, raportul $k_m = M_{max}/M_n$ numindu-se *capacitatea de suprasarcină.*

Scanned by CamScanner

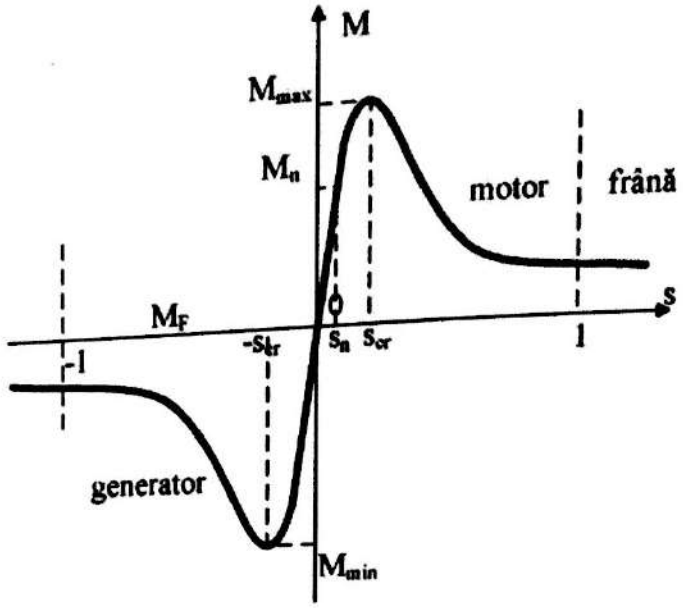


Fig. 4.8. Caracteristica cuplului $M=f(s)$ a motorului asincron.

O relaţie simplificată dedusă din relaţiile (4.18) şi (4.20) valabilă pentru maşini de puteri mari, se numeşte *relaţia lui Kloss simplificată* şi are forma [3], [24]:

$$M=\frac{2M_m}{\frac{s}{s_{cr}}+\frac{s_{cr}}{s}} \tag{4.21}$$

4.5. Caracteristicile de funcţionare ale motorului asincron

Cele mai importante caracteristici ale motorului asincron trifazat sunt:

- ✓ *caracteristica mecanică* – la motorul asincron aceasta poate fi definită în două moduri: fie ca dependenţa cuplului de alunecare $M=f(s)\big|_{U=const,f=const}$, fie ca variaţia turaţiei în funcţie de cuplu $n=f(M)\big|_{U=const,f=const}$;
- ✓ *caracteristica randamentului* – se defineşte ca dependenţa randamentului de puterea mecanică debitată la axul motorului: $\eta=f(P_{mec})\big|_{U=const,f=const}$;
- ✓ *caracteristicile electromecanice* – definesc variaţiile factorului de putere şi a curentului absorbit în funcţie de puterea mecanică la ax: $\cos(\varphi), I=f(P_{mec})\big|_{U=const,f=const}$.

Scanned by CamScanner

Caracteristicile de funcţionare se determină prin încărcarea în sarcină a motorului asincron alimentându-l la tensiune şi frecvenţă constante. Aceasta se face prin cuplarea la ax a unui generator cu rol de frână, cu ajutorul unei scheme electrice ca cea din figura 4.9. Cu cât puterea electrică debitată de generatorul de curent continuu este mai mare (prin scăderea rezistenţei de sarcină), cu atât este mai mare cuplul rezistent produs de acesta. Pentru diferite valori ale cuplului la ax se citesc mărimile curentului absorbit I_1 cu ampermetrele $A_{1,2,3}$, ale puterii electrice absorbite P_1 cu ajutorul schemei cu două wattmetre $W_{1,2}$ şi ale turaţiei n citite cu tahogeneratorul TG.

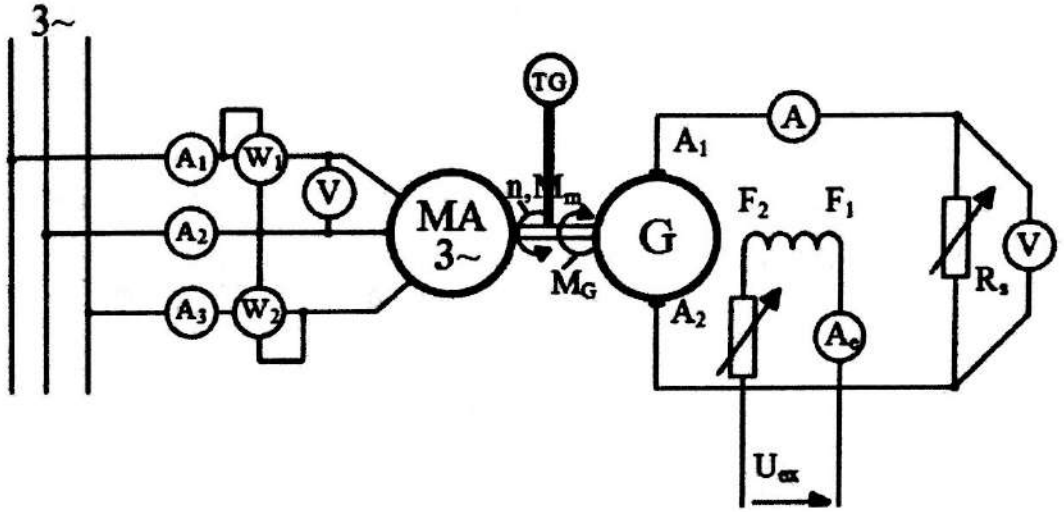


Fig. 4.9. Schema electrică pentru determinarea caracteristicilor de funcţionare ale motorului asincron trifazat.

Cuplul la ax se poate determina prin măsurare mecanică directă cu ajutorul unei balanţe montate pe statorul generatorului frână ce se poate roti liber fiind fixat pe două scuturi laterale, după relaţia $M = mgl$, unde m este masa greutăţilor puse pe balanţă, iar l lungimea braţului balanţei la obţinerea echilibrului. În cazul în care generatorul frână nu dispune de o balanţă, cuplul se poate determina cunoscând curba randamentului generatorului $\eta_G = f(P_G)$, ceea ce permite calcularea puterii mecanice $P_{mec} = P_G/\eta_G = U_G I_G/\eta_G$ şi respectiv a cuplului $M = P_{mec} / 2\pi n$. Această metodă se numeşte *metoda generatorului tarat* (generatorul tarat este acel generator al cărui randament a fost determinat anterior).

4.5.1. Caracteristica mecanică

Caracteristica mecanică $M = f(s)|_{U,f=const.}$ are forma din figura 4.8, aşa cum s-a arătat în § 4.4.2. Ţinând cont că $n = n_1 (1 - s)$, din caracteristica precedentă poate fi dedusă caracteristica $n = f(M)|_{U,f=const.}$ din figura 4.10.

Scanned by CamScanner

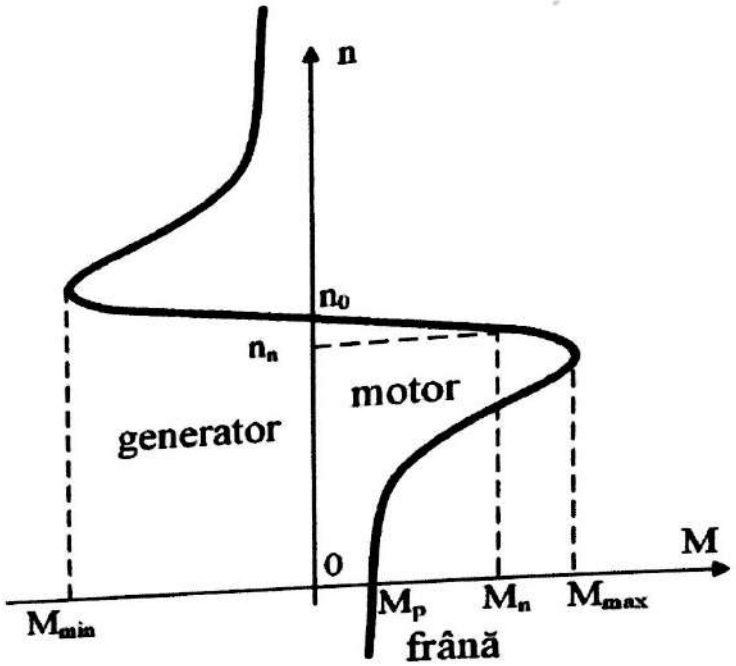


Fig. 4.10. Caracteristica mecanică a motorului asincron.

Caracteristicile mecanice din figurile 4.8 şi 4.10 se numesc caracteristici naturale şi sunt obţinute în condiţii nominale de alimentare (tensiune şi frecvenţă). Aceste caracteristici pot fi modificate în principal prin trei metode:

- ✓ *prin modificarea tensiunii de alimentare* – din relaţia (4.20) se observă că valoarea cuplului maxim M_m depinde de pătratul tensiunii de alimentare. În acelaşi timp, alunecarea critică s_{cr} dată de relaţia (4.19) nu depinde de valoarea tensiunii. Astfel, prin scăderea tensiunii de alimentare se obţine familia de caracteristici $M = f(s)$ din figura 4.11.a) şi familia de caracteristici $n = f(M)$ din figura 4.12.a). Aceste caracteristici modificate se mai numesc şi *caracteristici mecanice artificiale*;
- ✓ *prin modificarea frecvenţei de alimentare* – la păstrarea tensiunii de alimentare şi scăderea frecvenţei de alimentare, cuplul maxim creşte acesta fiind proporţional cu $1/f_1$ conform relaţiei (4.20). În acelaşi timp, la scăderea frecvenţei scad şi valorile reactanţelor de la numitorul relaţiei (4.19) ce defineşte alunecarea critică, deci aceasta creşte. În mod corespunzător, la creşterea frecvenţei cuplul maxim scade şi frecvenţa critică creşte obţinându-se familia de caracteristici $M = f(s)$ din figura 4.11.b) şi familia de caracteristici $n = f(M)$ din figura 4.12.b);

Scanned by CamScanner

✓ *prin creşterea rezistenţei rotorice* – acest lucru se poate realiza numai la motoarele asincrone cu rotorul bobinat, prin înserierea unei rezistenţe trifazate la bornele înfăşurării rotorice. Aşa cum se observă din relaţia cuplului maxim (4.20), acesta nu depinde de valoarea rezistenţei rotorice şi rămâne neschimbat la menţinerea tensiunii şi frecvenţei de alimentare. În acelaşi timp, conform relaţiei (4.19), alunecarea critică creşte proporţional cu creşterea rezistenţei din rotor, obţinându-se familia de caracteristici $M = f(s)$ din figura 4.11.c) şi familia de caracteristici $n = f(M)$ din figura 4.12.c).

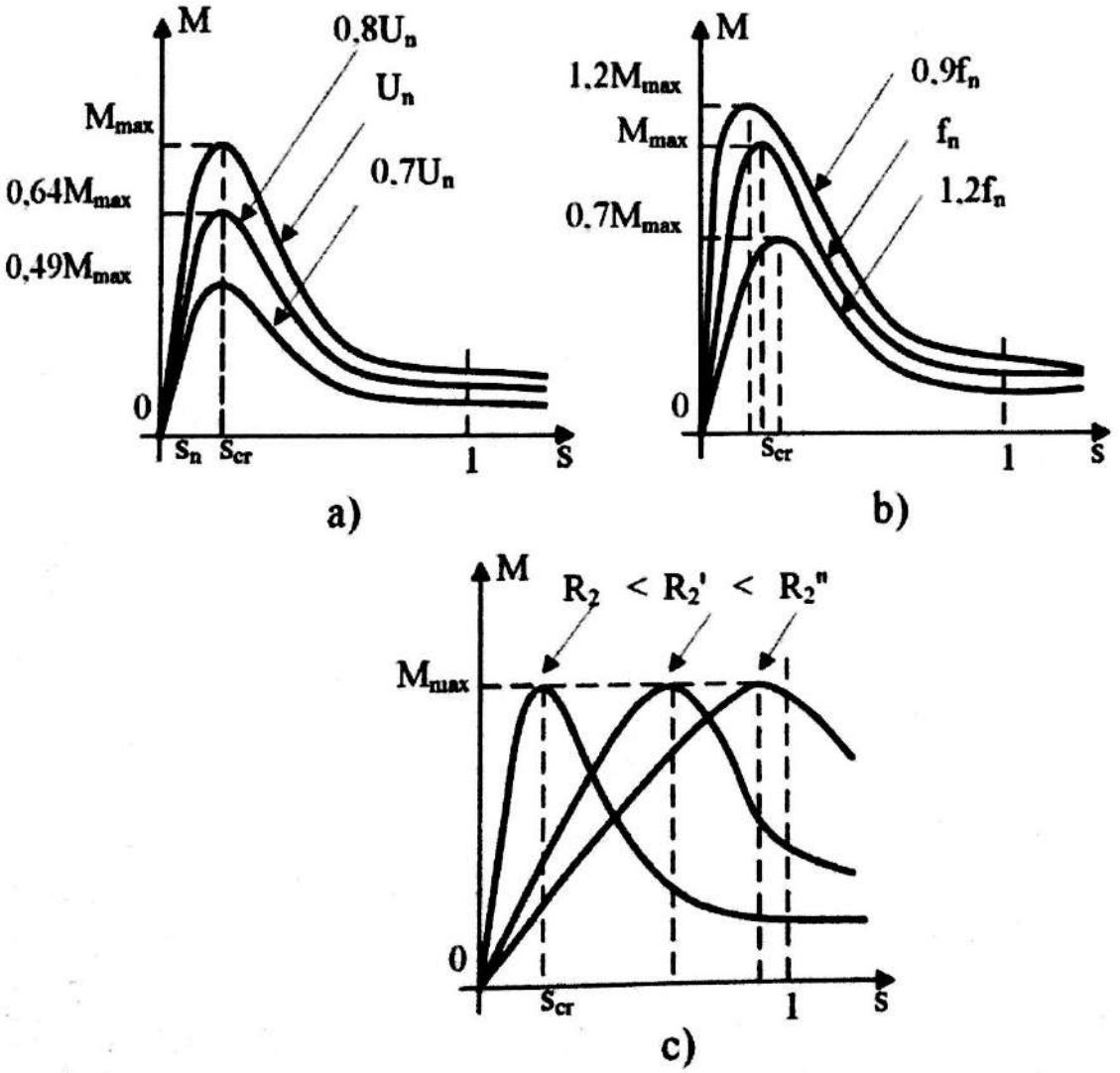


Fig. 4.11. Familii de caracteristici $M = f(s)$ artificiale obţinute la modificarea:
a) tensiunii de alimentare, b) a frecvenţei de alimentare,
c) prin introducerea unei rezistenţe în rotor.

Aşa cum se va arăta ulterior, modificarea caracteristicilor mecanice este utilizată pentru reglarea turaţiei motoarelor asincrone din acţionările electrice ce necesită turaţie variabilă, fiecare din metodele enunţate anterior având avantajele şi dezavantajele lor [18], [24].

Scanned by CamScanner

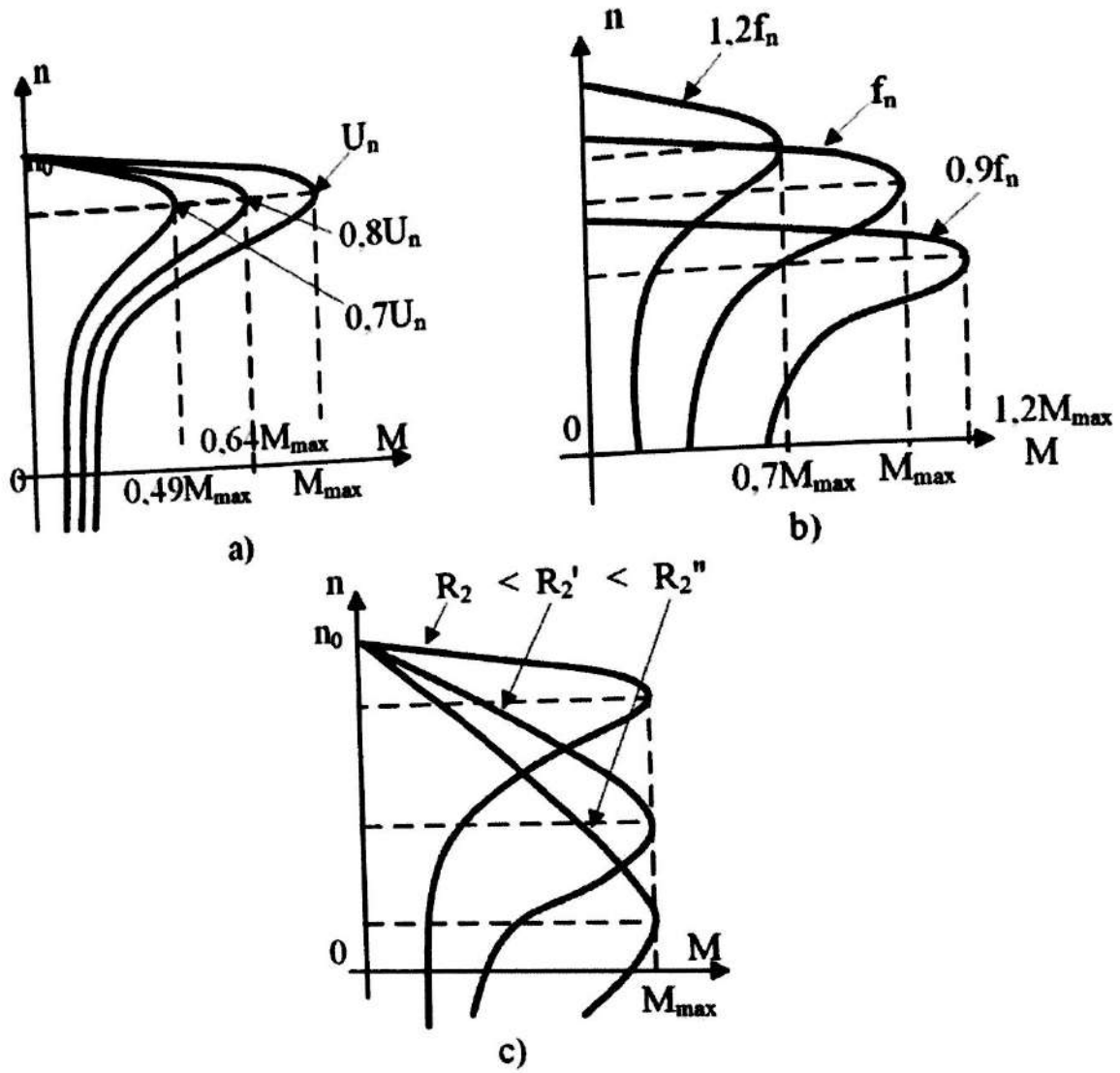


Fig. 4.12. Familii de caracteristici $n = f(M)$ artificiale obţinute la modificarea:
a) tensiunii de alimentare, b) a frecvenţei de alimentare,
c) prin introducerea unei rezistenţe în rotor.

4.5.2. Caracteristica randamentului şi caracteristicile electromecanice

Caracteristicile electromecanice ale factorului de putere şi curentului sunt prezentate în figura 4.13. Curentului absorbit este egal cu curentul de mers în gol la putere debitată nulă şi creşte odată cu creşterea puterii furnizate la axul motorului. Factorul de putere creşte cu creşterea puterii la ax deoarece puterea activă totală (care include atât pierderile cât şi puterea utilă la ax) creşte în timp ce puterea reactivă (şi respectiv starea de magnetizare a maşinii) se păstrează aproximativ constantă de la gol la sarcină nominală.

Scanned by CamScanner

Caracteristica randamentului $\eta = f(P_{mec})\big|_{U=const, f=const}$ se ridică numai în condiţii nominale de alimentare şi are alura similară caracteristicilor randamentului a celorlalte maşini electrice studiate (fig. 4.13). Din forma caracteristicii se observă că randamentul motorului asincron are valori ridicate în jurul puterii nominale şi valori mici la niveluri reduse ale încărcării maşinii. Din acest motiv, supradimensionarea motorului într-o acţionare electrică (alegerea unui motor cu o putere semnificativ mai mare decât a sarcinii antrenate) nu este eficientă, motorul putând să funcţioneze cu un randament scăzut.

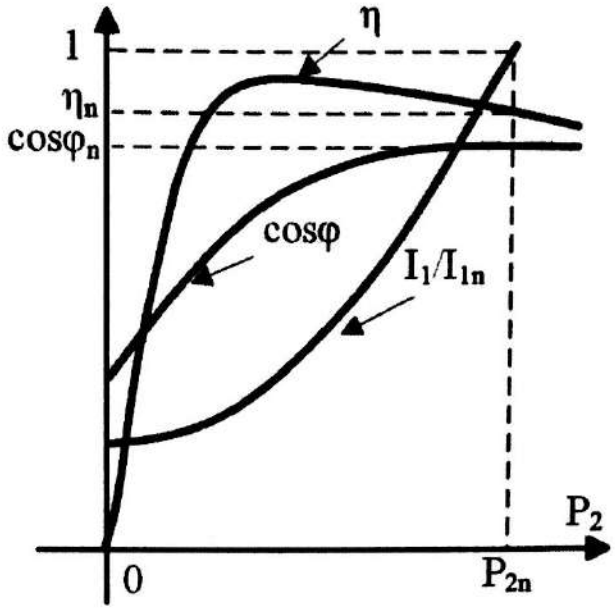


Fig. 4.13. Caracteristicile randamentului, curentului absorbit şi a factorului de putere funcţie de puterea debitată.

Pentru determinarea randamentului este necesară cunoaşterea bilanţului de puteri al maşinii [13]. O reprezentare grafică a pierderilor este dată în figura 4.14 în care s-a notat cu:

- ✓ P_1 – puterea electrică absorbită de motor pe la bornele sale;
- ✓ P_{J1} – pierderile Joule în înfăşurarea statorului. Acestea sunt cu atât mai importante cu cât curentul prin înfăşurare este mai mare, respectiv atunci când motorul dezvoltă la ax un cuplu şi respectiv o putere mai mari;
- ✓ P_{Fe1} – pierderile în fier în circuitul magnetic statoric. Similar transformatorului electric, pierderile în fier sunt de două tipuri: prin curenţi turbionari (sau Foucault) şi respectiv prin histerezis. Pierderile prin curenţi turbionari se diminuează prin realizarea miezului magnetic statoric din tole izolate între ele;
- ✓ P_e – puterea electromagnetică este puterea transferată dinspre stator către rotor, prin conversie electromecanică, adică este obţinută din conversia energiei electrice primite pe la borne în energie mecanică ce se transferă rotorului $P_e = M_e\Omega_1$;
- ✓ P_{J2} – pierderile Joule din rotor sunt cauzate de curentul ce străbate înfăşurarea rotorică;
- ✓ $P_{f,v}$ – reprezintă pierderile mecanice de frecare şi de ventilaţie. Acestea apar la funcţionarea motorului chiar dacă la ax nu există nicio sarcină mecanică (cuplul de sarcină este nul). Din cauza

Scanned by CamScanner

acestor pierderi mecanice, chiar şi la funcţionarea în gol, rotorul motorului asincron nu poate ajunge la sincronism, adică cuplul electromagnetic nu poate fi zero, deoarece trebuie să învingă cuplul de frecări şi ventilaţie;

✓ din cauza frecvenţei rotorice reduse egală cu $f_2 = sf_1$, de ordinul a câţiva hertzi, pierderile în circuitul magnetic rotoric sunt practic nule $P_{Fe} = 0$, deoarece acestea depind de pătratul frecvenţei;

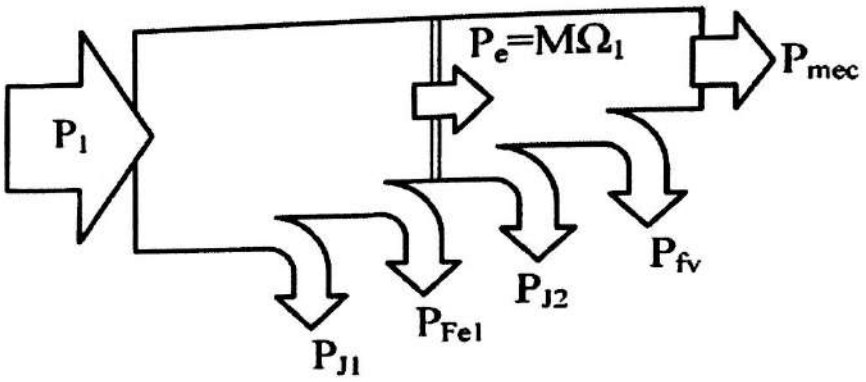


Fig. 4.14. Bilanţul pierderilor în motorul asincron.

✓ anumite tipuri de pierderi ce nu pot fi precis cuantificate, denumite *pierderi suplimentare,* se iau în considerare într-o manieră globală conform standardelor (IEC 60034-2-1: 2007), egale cu 0,5% din puterea electrică absorbită de motor în sarcină nominală. Deseori aceste pierderi suplimentare se neglijează.

Astfel, randamentul motorului poate fi determinat ca:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - \sum_k P_k}{P_1} = \frac{\sqrt{3}U_1 I_1 \cos\varphi - P_{J1} - P_{Fe1} - P_{J2} - P_{f,v}}{\sqrt{3}U_1 I_1 \cos\varphi} \qquad (4.22)$$

4.6. Acţionarea electrică a motorului asincron

În funcţie de tipul aplicaţiei, sistemele de acţionare cu motoare asincrone trifazate implică pornirea motorului, reglarea turaţiei şi/sau frânarea acestuia. În timp ce multe dintre maşinile-unelte de prelucrare prin aşchiere din industrie ce sunt acţionate cu motor asincron (strunguri, freze, maşini de găurit) necesită numai pornirea motorului, echipamentul funcţionând la turaţie constantă, există numeroase alte aplicaţii la care reglarea turaţiei trebuie făcută într-o plajă largă. Odată cu dezvoltarea tehnologiei dispozitivelor semiconductoare de putere (diode, tranzistoare, tiristoare etc.) ce a permis realizarea convertizoarelor statice de frecvenţă,

Scanned by CamScanner

mare putere, a fost posibilă ajustarea vitezei cu frecvenţa a motoarelor asincrone, acestea înlocuind tot mai mult motoarele de curent continuu în tracţiunea electrică (tramvaie, troleibuze, metrou, lifturi etc.). În industria aeronautică, motoarele asincrone sunt folosite pentru a antrena pompele de injecţie a combustibilului în motoarele cu reacţie ale avioanelor în procesul de decolare. Asemenea sisteme folosesc convertizoare de frecvenţă ce acţionează motoarele asincrone menţinând raportul *U/f* constant.

4.6.1. Pornirea motoarelor asincrone

Aşa cum se observă din figura 4.6.b), la pornirea motorului asincron, când turaţia este $n = 0$ şi alunecarea $s = 1$, schema echivalentă a motorului este asemănătoare cu schema electrică a unui transformator cu secundarul în scurtcircuit. Acest lucru se explică şi prin faptul că înfăşurarea trifazată primară (statorică) şi cea secundară (rotorică) sunt fixe una faţă de cealaltă, adică se află în cuplaj transformatoric (mutual), în timp ce secundarul este scurtcircuitat. Din acest motiv, curentul din primar absorbit de motor în momentul pornirii este similar unui curent de scurtcircuit de valoare importantă. În mod uzual, acesta ia valori de 5..8 ori curentul nominal care produce pierderi Joule şi respectiv încălziri importante, precum şi solicitări electrodinamice mari în momentul pornirii. Pentru motoarele mici, cu moment de inerţie redus, care ajung la turaţie nominală în timp foarte scurt (chiar înainte de efectuarea unei rotaţii complete), se poate accepta şi pornirea directă. Însă la motoarele de puteri medii şi puteri mari, curentul de pornire trebuie diminuat. Odată cu reducerea curentului de pornire se protejează motorul la suprasolicitările termice, electrodinamice (forţele ce apar între spirele înfăşurării se reduc) şi mecanice (se reduce şocul de cuplul în momentul pornirii).

Un alt motiv pentru care curentul de pornire trebuie limitat, chiar dacă motorul rezistă acestui curent pentru perioada scurtă a pornirii, este pentru a evita declanşarea protecţiei la suprasarcini şi decuplarea motorului de la alimentare.

Cele două metode folosite pentru pornirea motorului asincron sunt:

- ✓ *reducerea tensiunii de alimentare* – conduce implicit la scăderea curentului absorbit de motor;
- ✓ *introducerea unui reostat în circuitul rotorului* – metoda se poate aplica numai motoarelor cu rotorul bobinat şi este echivalentă cu introducerea unei sarcini în secundarul unui transformator care trece astfel din regimul de scurtcircuit, caracterizat de curenţi importanţi, într-un regim de funcţionare în sarcină.

Scanned by CamScanner

4.6.1.1. Pornirea cu tensiune redusă

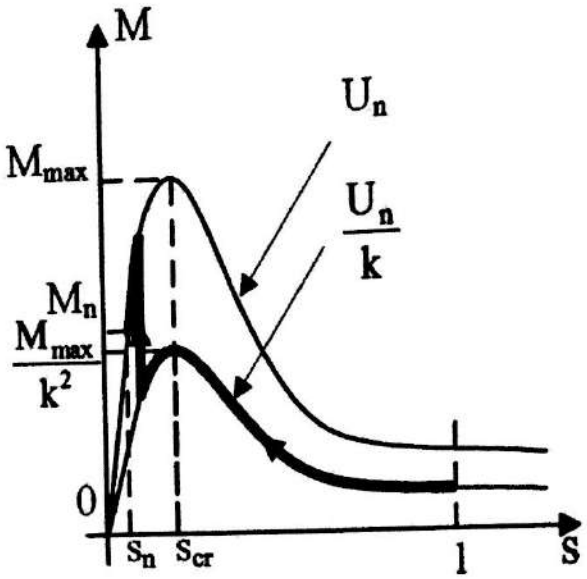


Fig. 4.15. Reducerea cuplului de k^2 ori la reducerea tensiunii U_n de k ori.

Pornirea cu tensiune redusă are drept scop reducerea curentului de pornire la o valoare suportată de sursa de alimentare şi pentru a proteja motorul la suprasolicitări termice şi mecanice. În general, prin reducerea tensiunii de alimentare de k ori se reduce şi curentul de pornire tot de k ori, iar cuplul nominal M_n, de pornire M_p şi cuplul maxim M_m se reduc de k^2 ori, aşa cum se observă şi din figura 4.15.

Metodele de pornire ce folosesc reducerea tensiunii de alimentare se realizează prin:

- ✓ *înserierea unei bobine trifazate între sursa de alimentare şi înfăşurarea statorică* – curentul de pornire ce trece prin bobină creează o cădere de tensiune importantă, ceea ce duce la diminuarea tensiunii la bornele motorului şi respectiv la scăderea curentului de pornire. Astfel, din ecuaţia tensiunii la borne rezultă:

$$U_n = Z_{sc} I_{sc} = (Z_{sc} + Z_p)\frac{I_{sc}}{k} \Rightarrow Z_p = (k-1)Z_{sc} \qquad (4.23)$$

adică dacă se doreşte o diminuare de k ori a curentului de pornire I_p, atunci impedanţa reactanţei de pornire Z_p trebuie să fie de $(k-1)$ ori mai mare decât impedanţa de scurtcircuit Z_{sc} a schemei echivalente a motorului asincron. Odată ce motorul asincron a pornit şi a ajuns la o turaţie apropiată de turaţia nominală, se reduc alunecarea şi curentul din primar, iar bobina de pornire poate fi scurtcircuitată (fig. 4.16.a). Folosirea unor bobine cu miez de fier este evident mai eficientă decât utilizarea unei rezistenţe pentru diminuarea tensiunii de alimentare, deoarece la acelaşi gabarit impedanţa bobinei este evident mai mare decât valoarea rezistenţei. În plus, miezul de fier al bobinei preia din căldura produsă prin pierderile Joule şi în fier în momentul pornirii;

- ✓ *pornirea cu autotransformator* – este similară pornirii cu reactanţă de pornire, în locul acesteia folosind-se un autotransformator (fig. 4.16.b) ce are rolul de a diminua tensiunea de alimentare şi respectiv curentul de pornire.

Scanned by CamScanner

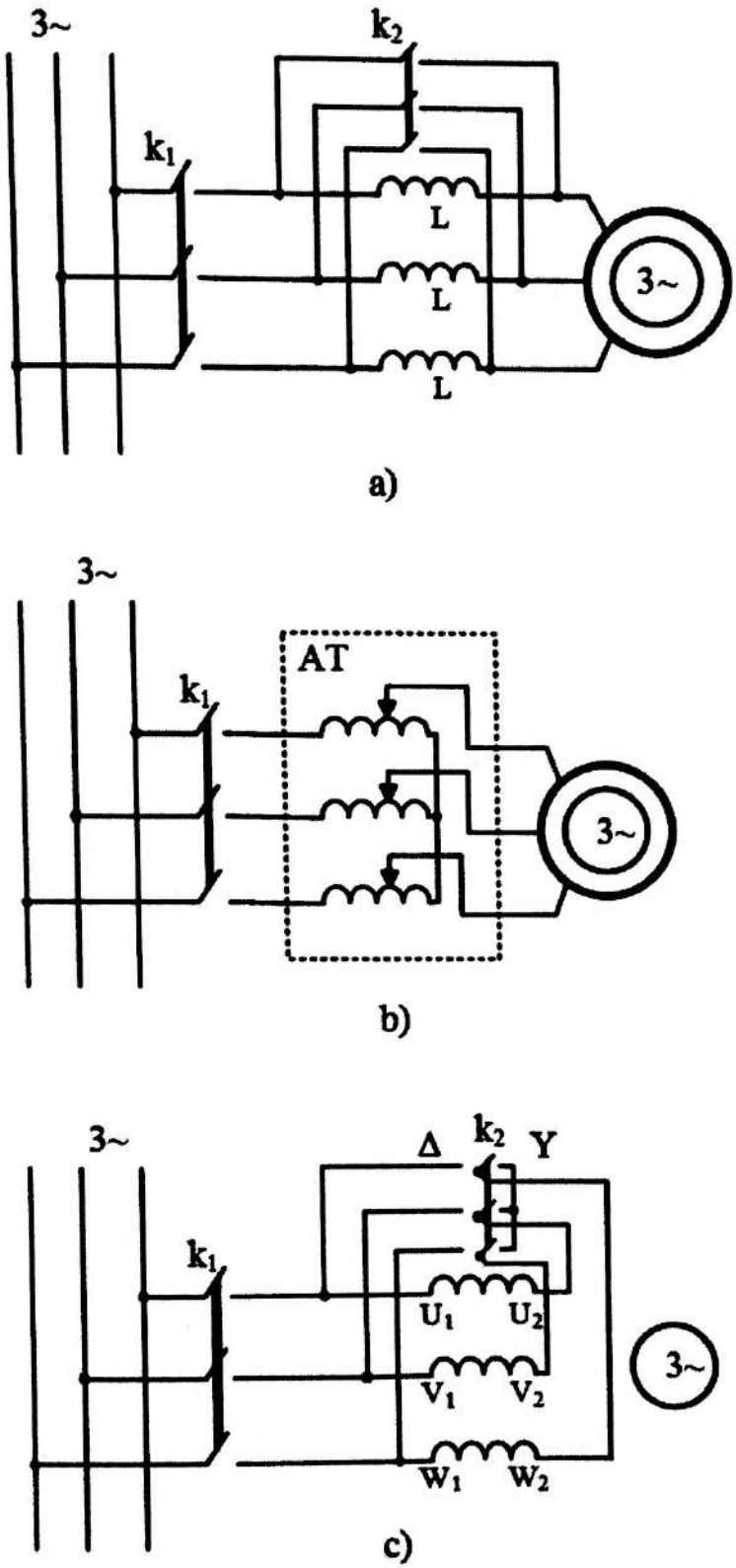


Fig. 4.16. Pornirea motorului asincron prin reducerea tensiunii de alimentare: a) cu bobină de reactanţă, b) cu autotransformator, c). stea- triunghi.

Comparativ cu pornirea cu bobină de reactanţă, folosirea autotransformatorului este mai eficientă, pierderile în transformator sunt mult mai mici, iar tensiunea din secundar se obţine prin transformare şi nu prin înserierea unei impedanţe pentru a reduce

Scanned by CamScanner

tensiunea de alimentare. Astfel, dacă se doreşte reducerea curentului de pornire de k ori rezultă tensiunea din secundarul autotransformatorului:

$$U_2 = Z_{sc} I_2 = Z_{sc} \frac{I_{sc}}{k} = \frac{U_n}{k} \tag{4.24}$$

unde s-a notat cu Z_{sc} impedanţa de scurtcircuit a motorului asincron. Pentru a diminua curentul de pornire de k ori, tensiunea din secundarul transformatorului U_2 trebuie redusă de k ori faţă de tensiunea nominală a motorului (egală cu tensiunea reţelei de alimentare). Ţinând cont de relaţia dintre curentul şi tensiunea din primar şi din secundar a autotransformatorului, rezultă:

$$S_1 = U_1 I_1 \approx U_2 I_2 \Rightarrow I_1 = \frac{U_2}{U_1} I_2 = \frac{1}{k} I_2 = \frac{1}{k^2} I_{sc} \tag{4.25}$$

Din relaţia (4.25) rezultă că valoarea curentului absorbit din reţea I_1 este de k^2 ori mai mică decât a curentului de scurtcircuit I_{sc} pe care l-ar absorbi motorul fără autotransformator. Cu alte cuvinte, faţă de pornirea cu bobină de reactanţă unde curentul absorbit din reţea (egal cu curentul de pornire al motorului) se atenuează de k ori, la folosirea autotransformatorului curentul absorbit se atenuează de k^2 ori pentru a obţine aceeaşi reducere de k ori a curentului de pornire;

✓ *pornirea stea-triunghi* – se foloseşte la motoarele care nu au conectate fazele înfăşurării statorice între ele şi au toate cele şase borne (începuturile şi sfârşiturile celor trei faze) accesibile. Motorul se porneşte alimentat cu tensiunea redusă corespunzătoare conexiunii triunghi, în timp ce înfăşurările sunt conectate în stea (fig. 4.16.c). Tensiunea nominală pentru conexiunea stea este $U_{nY} = U_{n\Delta}\sqrt{3}$ pentru care se obţine aceeaşi tensiune de fază. Deci, dacă se alimentează cu tensiunea nominală a conexiunii triunghi când înfăşurarea este conectată în stea, rezultă o diminuare a tensiunii de fază de $\sqrt{3}$ ori şi deci şi a curentului de pornire $I'_{fY} = I_{fY}/\sqrt{3}$. Cum curentul de linie la conexiunea stea este $I_{lY} = I_{l\Delta}/\sqrt{3}$ faţă de curentul de linie în conexiune triunghi, rezultă că *valoarea curentului absorbit în conexiune stea este de 3 ori mai mică decât curentul absorbit în conexiune triunghi* când tensiunea de alimentare este redusă de $\sqrt{3}$. Odată ce motorul porneşte se trece de pe conexiune stea pe conexiune triunghi şi motorul va funcţiona în condiţii nominale;

Scanned by CamScanner

✓ *pornirea cu soft starter* – acesta este un convertor static ce realizează reducerea tensiunii de alimentare prin reducerea unghiului de aprindere al tiristoarelor. Un asemenea sistem permite în acelaşi timp reglarea turaţiei prin reglajul tensiunii de alimentare, dar este o soluţie mult mai scumpă decât pornirea stea-triunghi ce se realizează cu contactoare clasice.

4.6.1.2. Pornirea cu reostat înseriat în circuitul rotorului

Metoda se poate aplica numai maşinilor asincrone cu rotorul bobinat, care prin sistemul de contact alunecător cu inele şi perii permite scoaterea la cutia de borne a capetelor celor trei faze rotorice. Prin înserierea unui reostat de pornire se modifică panta caracteristicii mecanice ca în figura 4.12.c). Din relaţia (4.19) se observă că alunecarea critică corespunzătoare cuplului maxim depinde direct proporţional de rezistenţa rotorică şi deci, cu cât aceasta este mai mare, cu atât panta caracteristicii este şi ea mai mare. În acelaşi timp, introducerea rezistenţei în rotor diminuează curentul absorbit de motor în procesul pornirii (acesta nu se mai comportă ca un transformator cu secundarul în scurtcircuit, ci ca un transformator cu o sarcină egală cu rezistenţa introdusă în rotor), iar cuplul de pornire creşte. În ciuda acestor avantaje, pornirea reostatică este dezavantajoasă energetic din cauza pierderilor Joule importante ce se disipează pe rezistenţă în momentul pornirii.

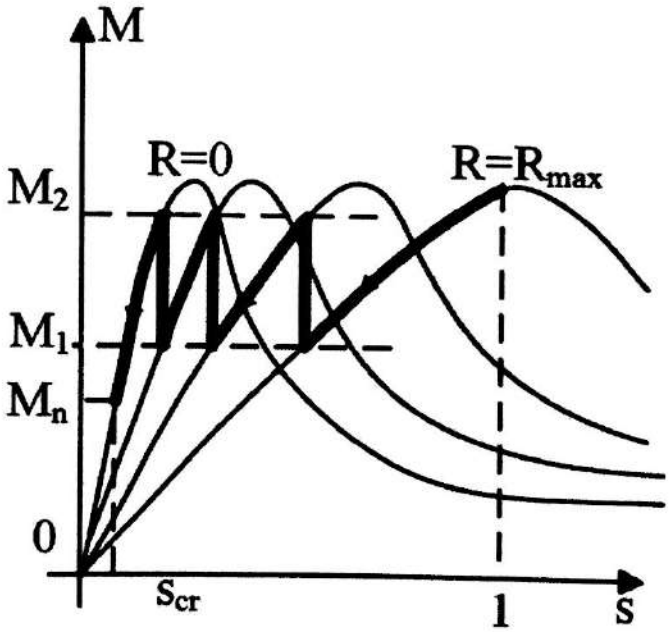


Fig. 4.17. Pornirea reostatică se realizează în trepte, prin reducerea rezistenţei rotorice se trece de pe o caracteristică pe alta (linia îngroşată).

Pornirea se realizează în trepte, similar pornirii reostatice la motorul de curent continuu, în momentul iniţial valoarea rezistenţei înseriate în rotor având valoare maximă, odată cu creşterea turaţiei, aceasta urmând a fi redusă treptat, până la scurtcircuitarea ei, aşa cum se arată în figura 4.17.

Scanned by CamScanner

4.6.2. Reglajul turaţiei motoarelor asincrone

Dacă se ţine cont de expresia turaţiei rotorului motorului asincron:

$$n_2 = n_1(1-s) = \frac{60 f_1}{p}(1-s) \tag{4.26}$$

se observă că turaţia n_2 se poate modifica prin modificare frecvenţei f_1 (deci şi a turaţiei de sincronism n_1), prin modificarea alunecării s, sau prin modificarea numărului de perechi de poli p.

4.6.2.1. Reglajul turaţiei prin modificarea frecvenţei şi tensiunii de alimentare la U/f = const. [24]

Aşa cum se observă şi din caracteristicile mecanice din figura 4.15, reglajul turaţiei la cuplu constant se poate face şi prin modificarea (scăderea) tensiunii de alimentare. Acest tip de reglaj este puţin eficient, putând fi făcut într-o plajă redusă de turaţii, la scăderea tensiunii de k ori, cuplul se reduce cu k^2, existând riscul ca motorul să nu mai poată dezvolta un cuplu suficient pentru ca să antreneze sarcina cuplată la arbore. Pe de altă parte, reglajul frecvenţei de alimentare este eficient, dar la scăderea pronunţată a frecvenţei menţinând constantă tensiunea de alimentare, creşte mult fluxul magnetic în maşină, şi aceasta se saturează. De aceea, metodele cele mai moderne de acţionare cu motoare asincrone utilizează *reglajul turaţiei la U/f = const.*

Din relaţia (4.20) ce defineşte cuplul maxim se poate observa că acesta scade puţin odată cu scăderea frecvenţei şi a tensiunii de alimentare în raportul U/f = const., deoarece valoarea rezistenţei statorice R_1 de la numitorul relaţiei are o pondere din ce în ce mai mare faţă de reactanţele de scăpări cu cât frecvenţa este mai mică. Totuşi această scădere a cuplului este redusă, motorul păstrându-şi o rezervă de suprasarcină (M_{max}/M_n) până la frecvenţe foarte reduse, aşa cum se poate observa şi din figura 4.18.

Dacă se doreşte creşterea turaţiei peste valoarea nominală, se poate creşte frecvenţa peste valoarea nominală, însă nu şi tensiunea pentru a nu solicita izolaţia maşinii. În mod corespunzător, fluxul magnetic va scădea, aşa cum se observă şi în figura 4.18.b). Creşterea turaţiei trebuie corelată cu valoarea cuplului sarcinii, astfel încât puterea mecanică furnizată de motor $P_{mec}=M\cdot 2\pi n$ să nu depăşească valoarea nominală.

Reglarea turaţiei cu menţinerea U/f = const. este cea mai eficientă metodă şi se poate realiza uşor cu ajutorul invertoarelor electronice. Dezavantajul constă în aceea că aceste echipamente sunt în general scumpe la puteri mari. De asemenea, invertoarele pot introduce armonici în reţeaua de alimentare şi în tensiunea şi curentul de alimentare ale motorului.

Scanned by CamScanner

conducând la pierderi suplimentare în acesta. De aceea, motoarele alimentate de la invertoare sunt folosite la puteri sub cea nominală pentru care au fost proiectate pentru alimentare cu tensiuni sinusoidale.

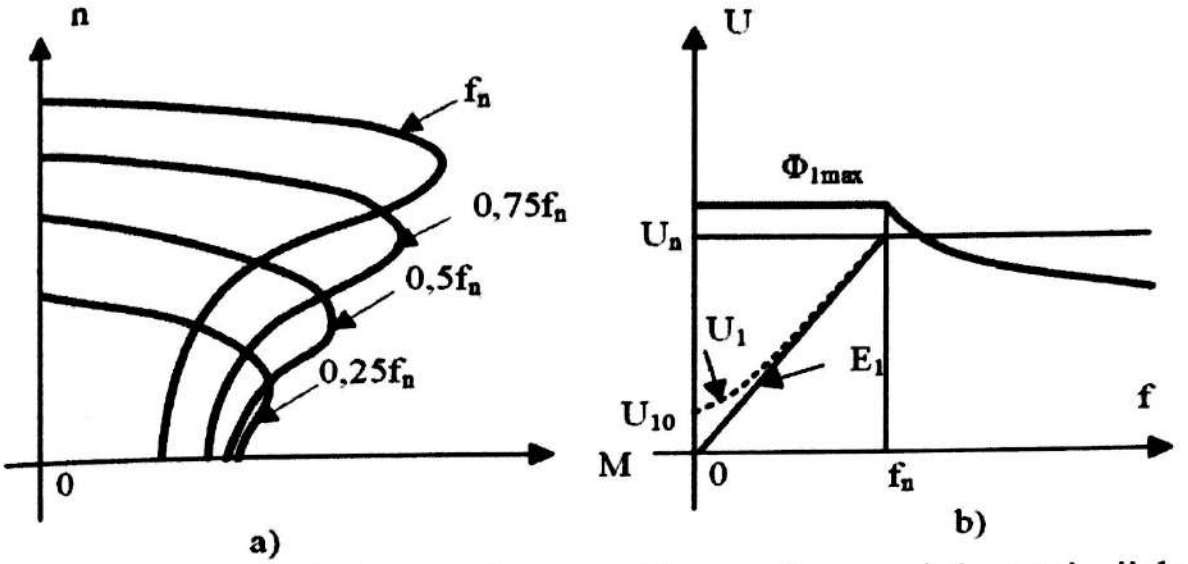


Fig. 4.18. a) Caracteristicile mecanice la modificarea frecvenţei şi a tensiunii de alimentare menţinând raportul *U/f* const.;
b) modificarea tensiunii şi a fluxului cu frecvenţa.

4.6.2.2. Reglajul reostatic al turaţiei

Aşa cum s-a arătat la pornirea cu reostat înseriat în circuitul rotoric, această metodă poate fi folosită şi pentru reglarea turaţiei. Din figura 4.17 se poate observa că, la cuplu constant, turaţia scade cu atât mai pronunţat cu cât rezistenţa reostatului este mai mare. Metoda nu este însă foarte eficientă la alunecări mici, aproape de punctul nominal de funcţionare, întrucât pentru modificări importante ale valorii reostatului, plaja de reglaj a turaţiei este redusă. De asemenea, reglarea reostatică a turaţiei este ineficientă energetic pierzându-se energie electrică prin transformarea în căldură disipată pe rezistenţă prin efect Joule. Din cauza acestei călduri, reostatul de reglaj are dimensiuni importante, în funcţie de tipul aplicaţiei, el putând să depăşească gabaritul motorului.

Metoda de reglaj reostatic este însă simplă, iar tehnologia fiabilă şi ieftină, motive pentru care ea este folosită în aplicaţii de acţionare intermitentă (macarale, poduri rulante) la care eficienţa energetică deficitară nu este un impediment prea mare. Motoarele de acţionare trebuie să aibă rotorul bobinat, acestea fiind motoare mai scumpe decât cele cu rotorul în colivie.

4.6.2.3. Reglajul turaţiei prin schimbarea numărului de perechi de poli

Aşa cum rezultă din relaţia (4.26), se observă că turaţia poate fi modificată şi prin schimbarea numărului de perechi de poli *p* [3]. Acest tip de reglaj este însă limitat, de obicei la două trepte de viteză ce corespund la două perechi de poli diferite.

Scanned by CamScanner

Schimbarea numărului de perechi de poli se poate face: a) fie prin plasarea mai multor înfăşurări în aceleaşi crestături sau b) prin realizarea unei înfăşurări statorice la care bobinele fazelor se grupează în serie sau paralel în moduri diferite, pentru a obţine un număr de perechi de poli diferit. Prima variantă se pretează pentru motoare care funcţionează la două turaţii foarte diferite (de exemplu, la maşina de spălat, o turaţie pentru spălare şi una pentru centrifugare). Această metodă nu este foarte eficientă deoarece, la un moment dat numai o înfăşurare este activă, iar gabaritul maşinii este mărit artificial, din cauza secţiunii crestăturilor în care trebuie să încapă ambele înfăşurări. A doua metodă este foarte folosită pentru înjumătăţirea (sau dublarea) turaţiei prin realizarea unei înfăşurări la care bobinele sale se înseriază diferit astfel încât numărul de perechi de poli să se modifice, de obicei de la $p = 1$ la $p = 2$, aşa cum se observă în figura 4.19.

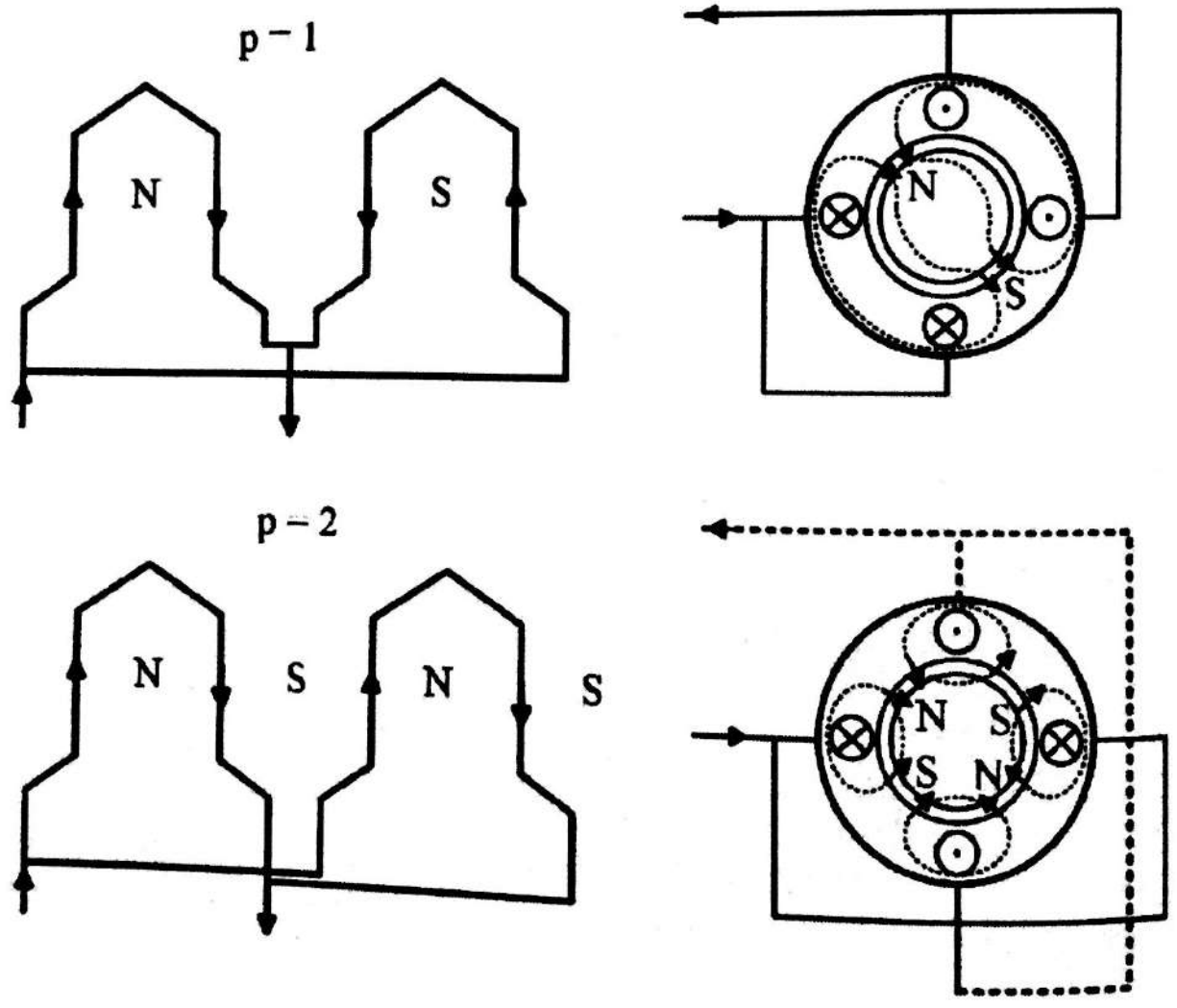


Fig.4.19. Reglarea turaţiei prin schimbarea numărului de perechi de poli de la $p = 1$ la $p = 2$.

Scanned by CamScanner

4.6.3. Frânarea motoarelor asincrone

Maşina asincronă frânează atunci când sensul turaţiei n şi al cuplului la ax M sunt opuse. Totuşi nu trebuie confundat regimul de funcţionare a maşinii în timpul frânării cu funcţionarea în regim de frână. Practic, maşina asincronă poate frâna atât în regim de generator, atunci când realizează conversia energiei mecanice primite la ax în energie mecanică, cât şi în regim de frână electromagnetică când maşina primeşte atât energie electrică cât şi energie mecanică pe la arbore, pe care le converteşte în căldură.

Cele mai întâlnite metode de frânare sunt: frânarea rezistivă, frânarea contracurent, frânarea dinamică şi frânarea recuperativă.

4.6.3.1. Frânarea rezistivă

Acest tip de frânare se realizează prin introducerea unei rezistenţe în circuitul rotoric ce modifică panta caracteristicii mecanice. La aceeaşi valoare a cuplului, cu cât rezistenţa rotorică are o valoare mai mare, cu atât motorul încetineşte mai mult. În acest caz, maşina funcţionează în regim de motor decelerat. Peste o anumită valoare a rezistenţei (R_5 din figura 4.20), maşina trece în regim de frână. Astfel, motorul trece din punctul A în punctul B de funcţionare, încetineşte şi, după oprire (punctul C), o ia în sens invers de rotaţie (punctul D). Acest tip de frânare are loc când motorul antrenează sarcini gravitaţionale (de tip macara, lift), care opun un cuplu constant la ax.

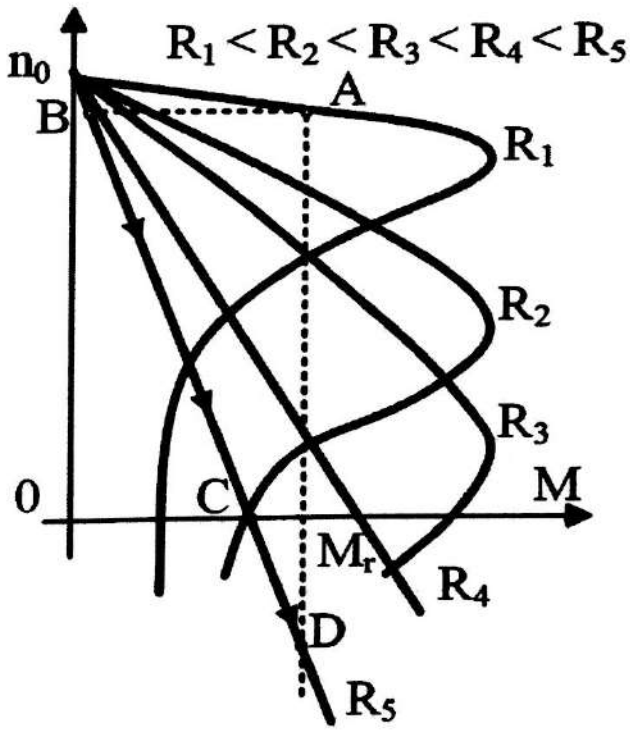


Fig. 4.20. Frânarea rezistivă.

4.6.3.2. Frânarea contracurent

În acest caz frânarea se realizează prin inversarea a două borne de alimentare, ceea ce duce la inversarea sensului de rotaţie al câmpului învârtitor şi respectiv inversarea cuplului. În acelaşi timp se înseriază o rezistenţă în circuitul rotoric care modifică panta caracteristicii mecanice, figura 4.21.

Scanned by CamScanner

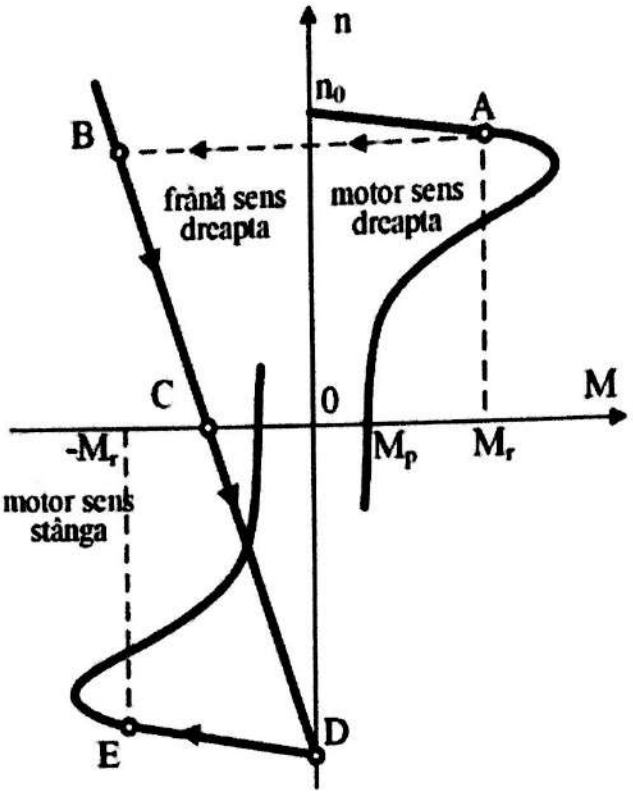


Fig. 4.21. Frânarea contracurent.

Acest tip de frânare este foarte eficient, frânarea realizându-se într-un timp scurt. După oprire (punctul C din figura 4.21), cuplul de frânare nenul produce inversarea sensului de rotaţie şi maşina începe să funcţioneze din nou în regim de motor, dar cu turaţie inversă (punctul D). De aceea, dacă se doreşte frânarea propriu zisă, la momentul opririi rotorului trebuie deconectată şi alimentarea motorului. Dacă se doreşte ca după oprire să fie schimbat şi sensul de rotaţie, după frânarea parţială se scurtcircuitează rezistenţa adiţională din rotor (punctul E).

4.6.3.3. Frânarea recuperativă

Se produce prin antrenarea motorului la o turaţie suprasincronă când acesta devine generator şi debitează putere (care este astfel recuperată) în reţeaua de alimentare. Acest lucru se realizează de exemplu în cazul unui vehicul care coboară o pantă şi accelerează. Componenta tangenţială a forţei gravitaţionale ce acţionează asupra vehiculului când acesta este în pantă este compensată de cuplul de frânare al generatorului care menţine vehiculul la viteză constantă.

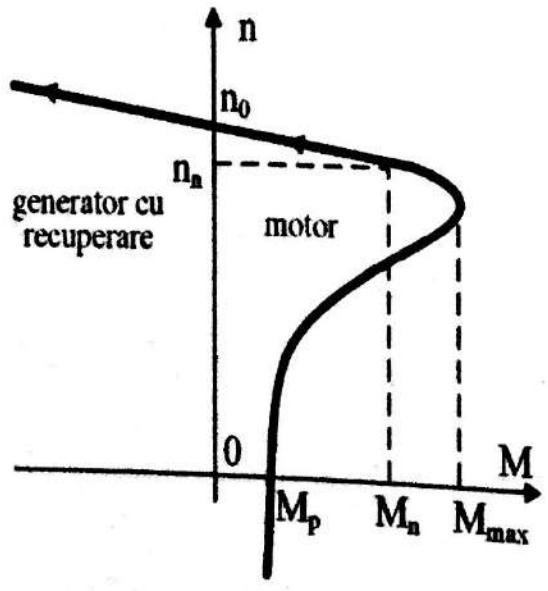


Fig. 4.22. Frânarea recuperativă.

4.6.3.4. Frânarea dinamică

Este un tip de frânare la care maşina funcţionează în regim de generator, dar nu este o frânare recuperativă, energia de frânare transformându-se în căldură disipată în înfăşurări prin efect Joule.

Scanned by CamScanner

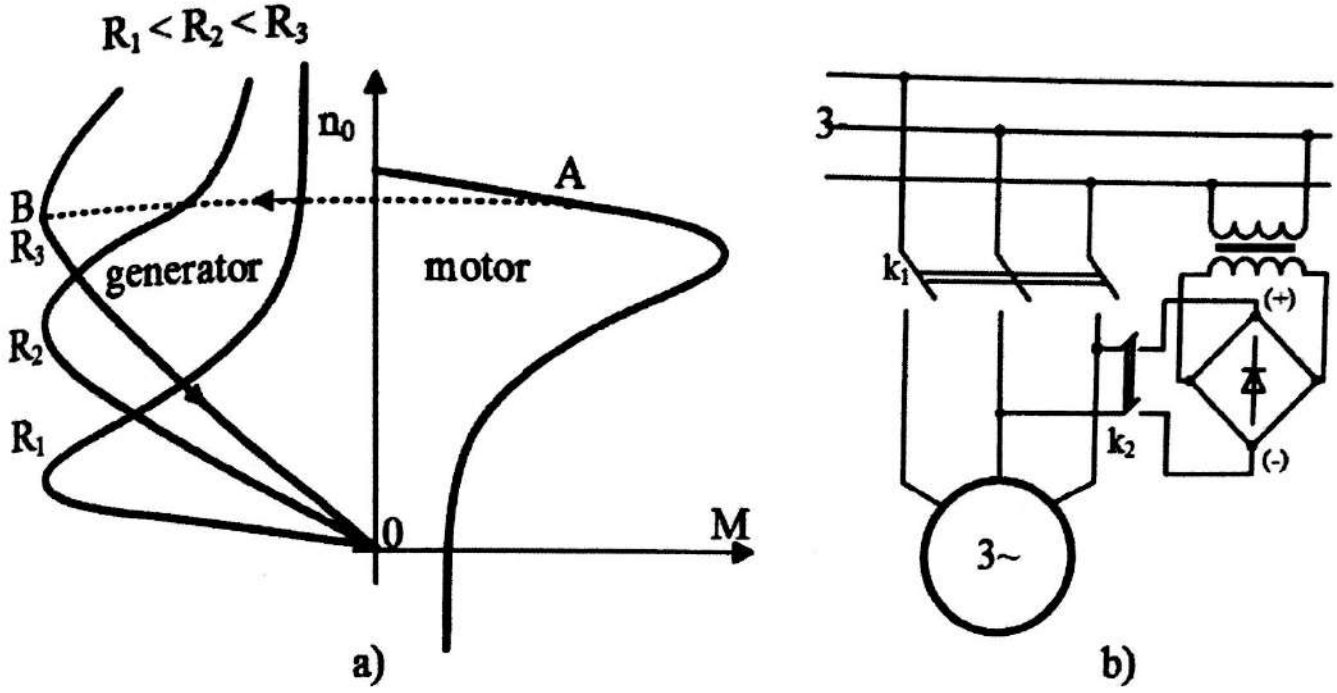


Fig. 4.23. Frânarea dinamică: a) caracteristicile de frânare, b) schema de montaj.

La frânarea dinamică maşina se deconectează de la reţea şi două faze ale statorului se conectează la o sursă de tensiune continuă. Înaintea momentului frânării rotorul se roteşte faţă de câmpul magnetic învârtitor produs de înfăşurarea trifazată din stator cu turaţia $n - n_1$. Odată cu deconectarea de la sursa trifazată şi conectarea la sursa de curent continuu, câmpul magnetic devine fix (produs de o înfăşurare monofazată) şi rotorul se învârte faţă de câmp cu turaţia n. Aceasta duce la inducerea unei t.e.m. şi apariţia curenţilor rotorici şi a cuplului de frânare. Cuplul se anulează atunci când rotorul se opreşte, adică atunci când viteza sa relativă faţă de câmp devine nulă, fluxul magnetic indus în înfăşurarea rotorică devine constant şi t.e.m. induse se anulează, figura 4.23.

Scanned by CamScanner

5. Maşina sincronă

5.1. Generalităţi

Maşina sincronă este o maşină de curent alternativ, de regulă trifazată, a cărei turaţie în regim staţionar este egală cu viteza de rotaţie a câmpului magnetic învârtitor numită *turaţie de sincronism*, indiferent de gradul de încărcare în sarcină (cuplul la ax) al maşinii.

Dacă maşina este alimentată de la un sistem trifazat de tensiuni cu frecvenţă constantă, turaţia rotorică rămâne practic neschimbată, fiind egală cu turaţia de sincronism dată de relaţia:

$$n = 60f/p \tag{5.1}$$

unde n este turaţia exprimată în rotaţii pe minut, p reprezintă numărul de perechi de poli magnetici ai maşinii, iar f frecvenţa tensiunii de alimentare exprimată în hertzi.

Maşina sincronă funcţionează atât în regim de generator cât şi în regim de motor. Există de asemenea maşini sincrone de construcţie specială denumite *compensatoare sincrone*, care sunt utilizate în reţelele electrice pentru compensarea factorului de putere. Compensatorul sincron este, de fapt, un motor sincron ce funcţionează în gol, în regim de supraexcitare, care produce energie reactivă ce este furnizată în reţea.

Primele modele experimentale de generatoare electrice de curent alternativ au fost dezvoltate de către Michael Faraday, Hippolyte Pixii şi J.E.H. Gordon. Contribuţii importante la perfecţionarea acestora au fost aduse de către Sebastian Ziani de Ferranti şi Sir William Thomson (Lord Kelvin). În 1891, Nikola Tesla patentează un generator sincron cu circa 400 de poli şi frecvenţa de lucru de până la 15 kHz [27].

5.2. Construcţia maşinii sincrone

Maşina sincronă în construcţie normală este o maşină rotativă de curent alternativ alcătuită din două armături principale, una fixă denumită *stator*, respectiv una mobilă numită *rotor*, cele două fiind separate de *întrefier*.

Scanned by CamScanner

- ✓ *Statorul* (indusul) este armătura fixă a maşinii situată la exterior, având forma aproximativă a unei coroane cilindrice (nu se va insista pe construcţia miezului statorului şi a înfăşurării acestuia întrucât ele sunt similare cu cele ale maşinii asincrone); pe lângă miezul magnetic statoric şi sistemul trifazat de înfăşurări statorice, statorul mai include: sistemul de perii/ portperii, carcasa maşinii, scuturile laterale, carcasa maşinii, cutia de borne, plăcuţa indicatoare etc.
- ✓ *Rotorul* maşinii sincrone (inductorul) este armătura mobilă interioară a maşinii, şi conţine: miezul magnetic rotoric, înfăşurarea rotorică (de excitaţie sau inductoare) alimentată în curent continuu, arborele maşinii, inelele colectoare, colivia de pornire şi amortizare (la unele maşini), ventilatorul etc.

În funcţie de forma rotorului distingem două variante constructive principale de maşini sincrone: *cu poli înecaţi*, fig. 5.1, respectiv *cu poli aparenţi*, fig. 5.2.

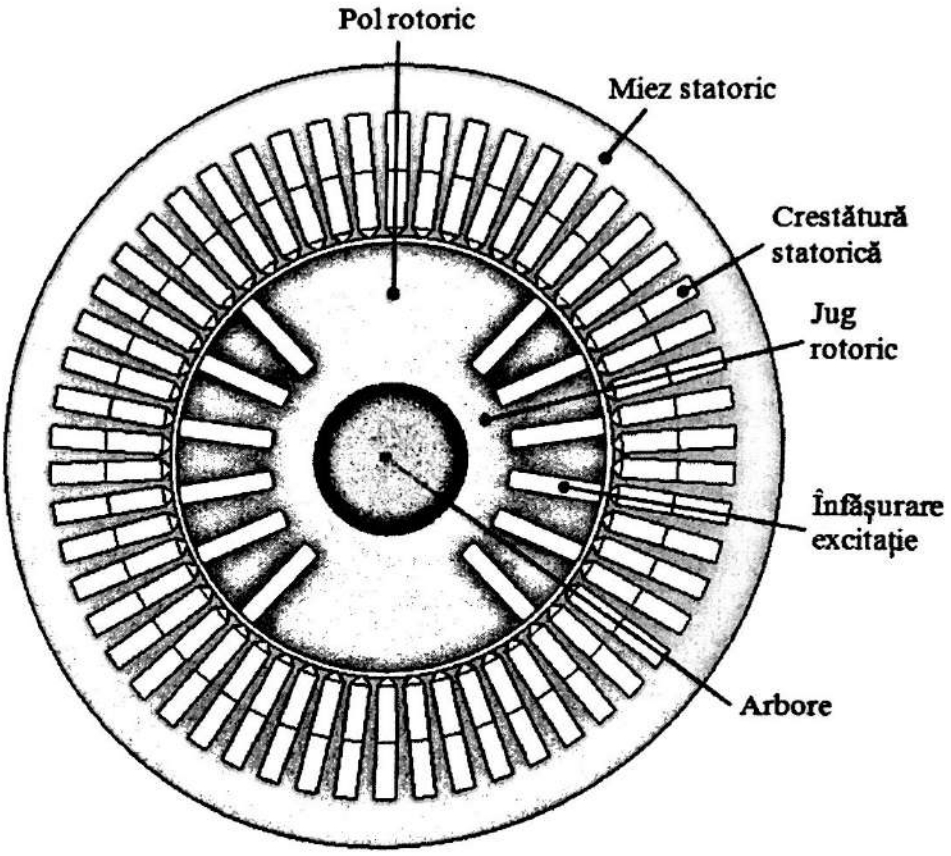


Fig. 5.1. Secţiune transversală printr-o maşină sincronă cu poli înecaţi.

Rotorul cu poli înecaţi este alcătuit în principal dintr-un miez magnetic de formă cilindrică, montat pe arborele maşinii şi prevăzut cu crestături spre întrefier în care sunt repartizate conductoarele înfăşurării de excitaţie alimentate în curent continuu, fig. 5.1.

Scanned by CamScanner

Miezul magnetic rotoric este realizat din oţel masiv sau din piese laminate. La unele maşini miezul rotoric şi axul maşinii sunt realizate împreună, dintr-un singur bloc din oţel forjat [28].

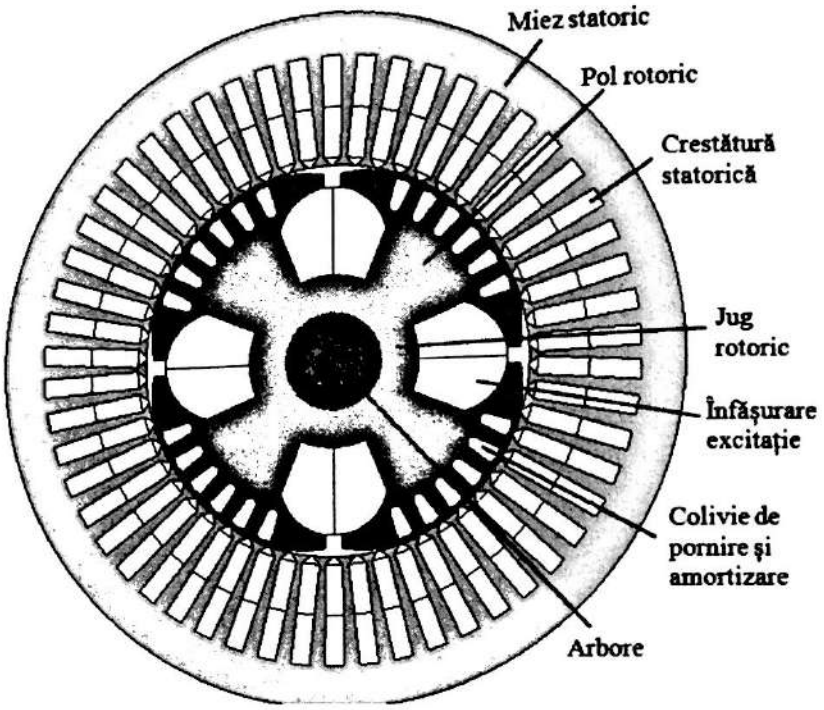


Fig. 5.2. Secţiune transversală printr-o maşină sincronă cu poli aparenţi.

Crestăturile rotorice executate axial, de regulă prin frezare, sunt repartizate uniform pe circa 2/3 din circumferinţa acestuia. Înfăşurarea de excitaţie, dispusă în crestăturile rotorice este executată din conductor izolat de cupru cu secţiune rotundă sau profilată. Puterea electrică necesară excitării maşinii sincrone reprezintă câteva procente din puterea nominală a acesteia.

Alimentarea înfăşurării de excitaţie se efectuează de la o sursă de c.c. prin intermediul unui sistem de contacte alunecătoare format din inele colectoare (din cupru sau alamă) montate pe axul maşinii şi perii realizate din grafit sau materiale compozite. Deseori înfăşurarea de excitaţie a generatoarelor sincrone se alimentează de la generatoare de c.c. numite excitatoare, montate de obicei pe acelaşi ax cu maşina sincronă. Pentru a obţine o fiabilitate superioară (sistemul de contacte alunecătoare fiind o soluţie mai puţin fiabilă întrucât conţine părţi supuse uzurii), se pot folosi şi sisteme de excitaţie fără perii ce utilizează redresoare rotative [28].

În general, maşinile sincrone cu poli înecaţi de putere mare sunt echipate cu *colivie de amortizare* care are rolul de a diminua oscilaţiile rotorului produse de variaţiile rapide ale cuplului de sarcină. Barele coliviei pot fi realizate sub formă de pene metalice introduse în crestăturile rotorice sau cu ajutorul unor conductoare speciale aşezate sub penele rotorice.

Scanned by CamScanner

Maşinile sincrone cu poli înecaţi de puteri mari şi foarte mari se folosesc ca *turbogeneratoare* în centralele electrice şi se construiesc pentru turaţii mari şi cupluri reduse, deci cu număr mic de poli ($2p = 2$ sau $2p = 4$). Turbogeneratoarele sunt antrenate de turbine cu aburi sau cu gaze caracterizate de viteze mari la nivelul palelor turbinei, dar care au masă de antrenare mică comparativ cu masa apei ce antrenează turbinele hidrogeneratoarelor. Turbogeneratoarele funcţionează în poziţie orizontală şi au diametrul rotoric redus în vederea limitării forţelor centrifuge ce apar la turaţii mari, dar au lungime axială mare.

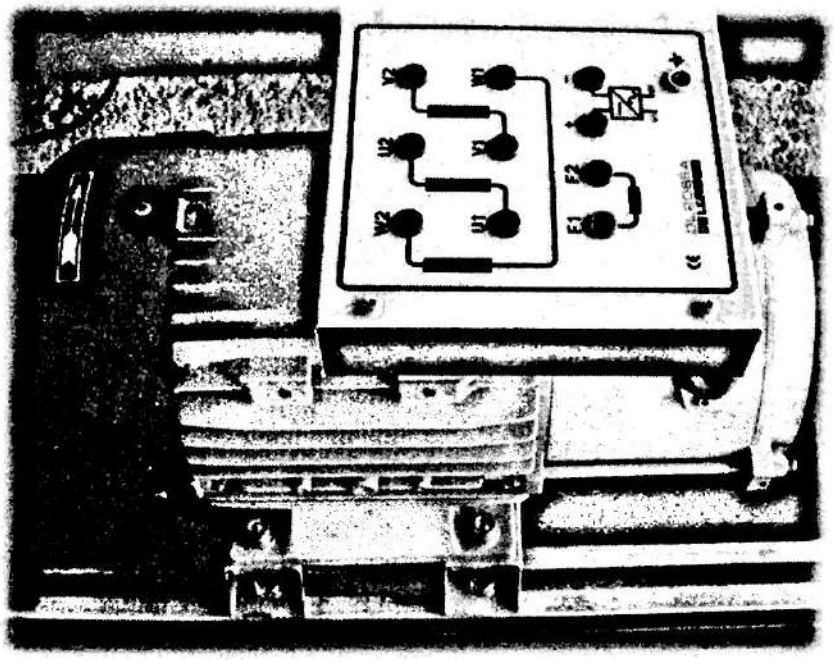


Fig. 5.3. Maşină sincronă tetrapolară în construcţie deschisă, cu poli aparenţi.

Rotorul cu poli aparenţi este alcătuit în principal din butucul rotoric montat pe arborele maşinii, jugul rotoric, polii de excitaţie (alcătuiţi din miezul polului şi talpa polară) şi înfăşurarea de excitaţie alimentată în c.c. Polii rotorici se execută din tole izolate din oţel magnetic, sau din oţel masiv. Polii magnetici se fixează pe jugul rotoric, fie prin şuruburi, fie printr-un sistem coadă de rândunică şi pene.

Maşinile sincrone cu poli aparenţi de puteri mari se folosesc în centralele electrice ca *hidrogeneratoare* şi se construiesc pentru turaţii mici şi cupluri mari, deci cu un număr mare de poli, unele hidrogeneratoare având zeci de poli, fig. 5.4. Hidrogeneratoarele sunt antrenate de turbine hidraulice, apa ce cade gravitaţional dezvoltând astfel cupluri mari la nivelul palelor turbinei. Hidrogeneratoarele funcţionează de regulă în poziţie verticală şi au diametrul rotoric mare şi lungimea axială mică. Aceste maşini intră în categoria maşinilor de cuplu, fiind caracterizate de diametre mult

Scanned by CamScanner

mai mari în raport cu lungimea lor axială şi având o aşa-numită construcţie de tip şaibă. Maşinile sincrone cu poli aparenţi se folosesc şi ca aerogeneratoare în sistemele eoliene cu acţionare directă, care nu au multiplicator de turaţie între elice şi generator.

Observaţie: Cuplul electromagnetic al maşinilor electrice creşte aproximativ cu pătratul diametrului maşinii şi este proporţional cu lungimea acesteia. Deci valoarea cuplului electromagnetic influenţează mult volumul maşinii electrice.

Unele maşini sincrone se construiesc în variantă mixtă, adică având rotorul aproximativ cilindric, dar echipat cu poli aparenţi [29].

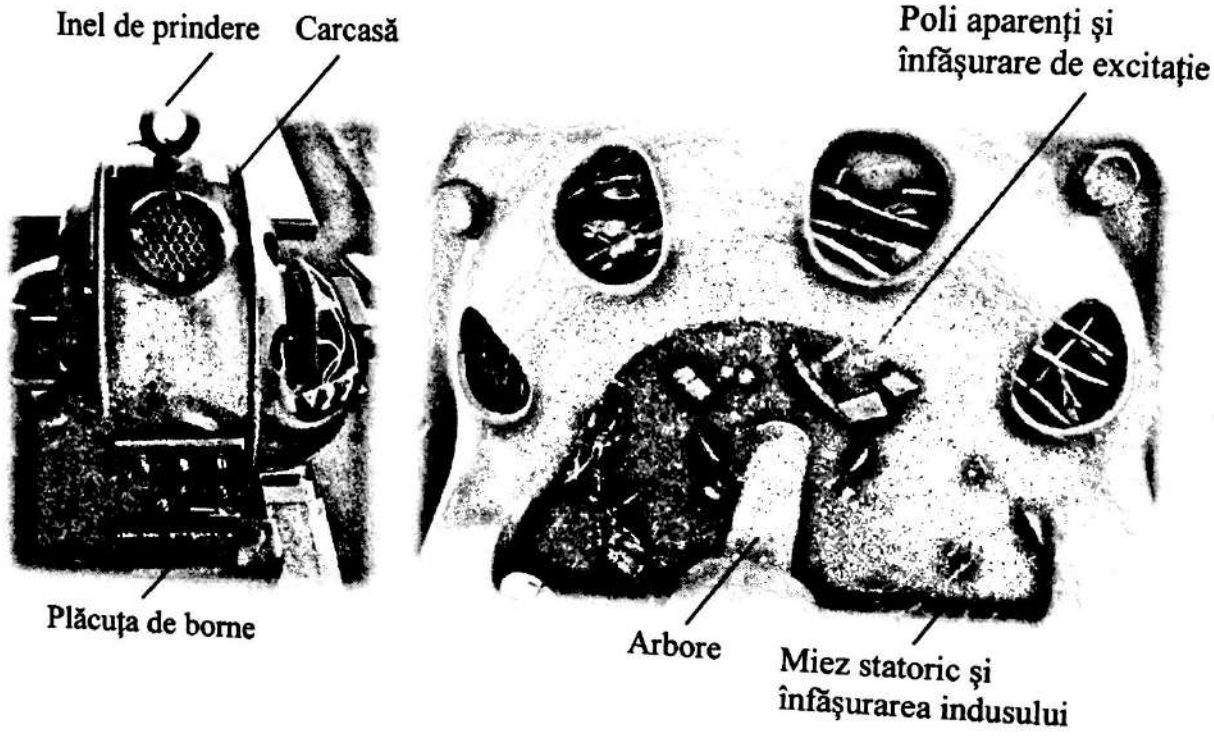


Fig. 5.4. Maşină sincronă tetra-polară în construcţie deschisă, cu poli aparenţi: a) vedere de ansamblu; b) detalii constructive.

Maşinile sincrone se construiesc şi în varianta în care, în loc de înfăşurare de excitaţie, se folosesc magneţi permanenţi. În cazul acestor maşini, câmpul de excitaţie (inductor) este produs de magneţi, fără consum energetic. Aceste maşini sunt în general mai fiabile decât cele cu excitaţie electromagnetică întrucât nu au perii şi inele colectoare şi sunt caracterizate de un randament superior ca urmare a eliminării pierderilor Joule din înfăşurarea de excitaţie şi a pierderilor prin frecare şi Joule de la nivelul periilor.

Scanned by CamScanner

În trecut, magneţii permanenţi erau realizaţi din ferite sau AlNiCo, ei fiind caracterizaţi de densităţi de energie şi câmpuri magnetice coercitive reduse şi puteau fi relativ uşor demagnetizaţi sub acţiunea câmpurilor demagnetizante şi/sau a supraîncălzirii. Prin urmare, utilizarea magneţilor permanenţi în construcţia maşinilor electrice era relativ limitată, fiind considerată o alternativă nefiabilă.

Odată cu dezvoltarea magneţilor permanenţi pe bază de SmCo şi NdFeB, cu densitate mare de energie şi preţuri accesibile, un număr tot mai mare de maşini sincrone au fost construite în această variantă. Maşinile sincrone cu magneţi permanenţi sunt utilizate astăzi în multe domenii, precum: industria aerospaţială (ca generatoare electrice), tracţiunea electrică, industria auto (la alternatoarele auto), robotică, sistemele energetice (în aplicaţii precum centrale eoliene, grupuri electrogene, turbogeneratoare) etc.

Spre deosebire de maşinile electrice obişnuite folosite în aplicaţiile industriale, cele utilizate pe aeronave trebuie să prezinte o fiabilitate garantată mai ridicată şi o toleranţă superioară la defecte. De asemenea, sistemele de acţionare electrică de pe aeronave sunt echipate cu elemente de redundanţă, acestea fiind deseori dublate de alte soluţii pentru creşterea siguranţei zborului. În plus, maşinile electrice folosite în domeniul aeronautic se construiesc la frecvenţa nominală de 400 Hz care este semnificativ mai mare decât frecvenţa reţelei energetice de 50 Hz, cu scopul reducerii gabaritului şi al masei maşinii.

În anumite aplicaţii, maşina sincronă cu magneţi permanenţi se realizează în varianta cu stator interior şi rotor exterior. În acest caz, rotorul are un moment de inerţie mai mare deoarece diametrul rotorului este mai mare (iar momentul de inerţie depinde de pătratul diametrului). Acest lucru permite atenuarea riplurilor turaţiei şi astfel o funcţionare mai silenţioasă, cu zgomot şi vibraţii mai reduse, aspect esenţial în anumite aplicaţii. Maşinile sincrone cu magneţi permanenţi şi rotor exterior sunt folosite în special ca motoare, înfăşurarea indusului fiind alimentată de la convertoare electronice ce furnizează tensiuni de alimentare cu frecvenţă variabilă şi sunt comandate în tensiune sinusoidală sau trapezoidală. Aceste maşini, numite şi *motoare sincrone fără perii,* se utilizează în tehnica de calcul (la sistemele de răcire ale calculatoarelor, la acţionarea discurilor dure şi a unităţilor optice), la sistemele de ventilaţie şi climatizare ale automobilelor, la turbine eoliene, la propulsia vehiculelor electrice (automobile, scutere, biciclete etc.), caz în care rotorul se învârte solidar cu roata etc. [30]

Pentru o putere nominală dată, întrefierul maşinilor sincrone este mai mare decât al maşinilor asincrone. Întrefierul maşinilor sincrone cu poli

Scanned by CamScanner

înecaţi este constant (dacă se neglijează crestăturile), iar cel al maşinilor sincrone cu poli aparenţi este variabil, mai mic sub tălpile polare şi semnificativ mai mare între polii de excitaţie. Astfel, maşina sincronă cu poli aparenţi este o maşină ce prezintă *anizotropie magnetică,* adică câmpul magnetic se închide în principal în lungul axei polilor principali. Sub tălpile polare ale maşinilor sincrone cu poli aparenţi întrefierul este de regulă variabil, mai mic în axa polului şi ceva mai mare către periferia tălpii polare (în general cam 1,5 din valoarea întrefierului din axa polului), cu scopul obţinerii curbei inducţiei magnetice în întrefier cu o formă cât mai apropiată de o sinusoidă.

5.3. Principiul de funcţionare

Maşina sincronă poate funcţiona atât în *regim de generator* cât şi în *regim de motor* (funcţionarea în regim de compensator este similară cu funcţionarea în regim de motor sincron supraexcitat, la mers în gol). Maşina sincronă este utilizată mai frecvent în regim de generator, *motorul sincron dezvoltând cuplu numai la turaţia de sincronism.* Din acest motiv, un motor sincron alimentat de la o sursă de tensiune ce are frecvenţa constantă, nu are cuplu de pornire, iar odată pornit (pornirea făcându-se în acest caz în asincron cu ajutorul coliviei de amortizare, sau prin antrenare din exterior) nu poate accelera sau frâna. Deci *motorul sincron nu poate funcţiona în regim de frână,* iar pentru a putea fi folosit ca motor într-o aplicaţie la care este necesară modificarea turaţiei, el trebuie alimentat de la o sursă cu frecvenţă variabilă.

5.3.1. Regimul de generator

În regim de generator rotorul maşinii sincrone este antrenat din exterior în mişcare de rotaţie cu viteza Ω (de pildă sub acţiunea unei turbine cu aburi, a unei turbine eoliene sau a unei turbine hidraulice). Dacă, în acelaşi timp, înfăşurarea rotorică a maşinii este alimentată în c.c., în întrefier se produce un câmp magnetic învârtitor inductor (sau de excitaţie) $b_0(\alpha, t)$ ce are o variaţie în timp şi în spaţiu, aşa cum s-a explicat în paragraful 3.3.5, de forma:

$$b_0(\alpha, t) = B_0 \cos(\omega t - p\alpha) \tag{5.2}$$

în care t reprezintă momentul de timp curent, α reprezintă coordonata unghiulară a punctului curent în raport cu referenţialul rotoric R_r, figura 5.5, p este numărul de perechi de poli, $\omega = p\Omega$ este pulsaţia, B_0 este

Scanned by CamScanner

amplitudinea inducţiei magnetice în întrefier (care se mai numeşte şi *valoare de vârf* sau *valoare maximă*) orientată în lungul axei polului rotoric, numită *axa longitudinală* sau axa *d*. Axa interpolară se numeşte *axa transversală* sau axa *q*.

Inducţia magnetică din întrefier B_0 produsă de înfăşurarea de excitaţie are valoarea maximă sub talpa polilor de excitaţie (în axa longitudinală *d*) şi scade la zero în axa interpolară (axa transversală *q*). Valoarea de vârf a inducţiei magnetice se poate calcula aplicând legea circuitului magnetic în lungul unei linii de câmp magnetic care se închide prin doi poli succesivi, prin întrefier şi prin jugul statoric şi rotoric, ca în figura 5.5:

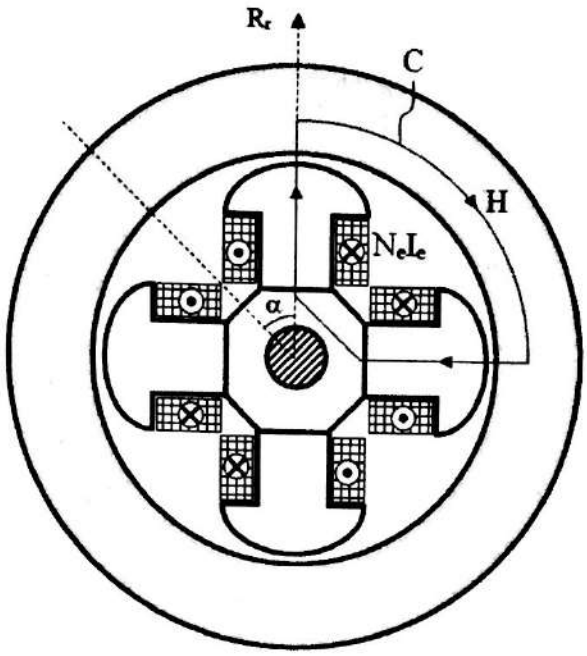


Fig. 5.5. Figură explicativă pentru calculul inducţiei magnetice în întrefier (miezul statoric se consideră neted, crestăturile statorice nefiind reprezentate).

$$\oint_C Hdl = 2N_e I_e \qquad (5.3)$$

în care s-a notat cu N_e numărul de conductoare al bobinei de excitaţie şi cu I_e curentul de excitaţie.

În întrefier intensitatea câmpului magnetic H are o valoare practic constantă, iar în miezul feromagnetic H are valori foarte mici care se pot neglija. Astfel, din relaţia (5.3) se poate deduce:

$$2\delta H = 2 N_e I_e \qquad (5.4)$$

unde δ reprezintă lungimea întrefierului. Prin urmare, valoarea maximă a inducţiei magnetice B_0 în întrefier se poate calcula cu relaţia:

$$B_0 = \mu_0 N_e I_e / \delta \qquad (5.5)$$

Câmpul magnetic învârtitor induce în bobinele statorice un sistem trifazat de tensiuni electromotoare (t.e.m.) defazate cu un unghi electric de $\pi/2$ faţă de fluxurile magnetice alternative care le-au produs (v. § 3.4.3).

Dacă presupunem că faza de referinţă a maşinii este faza *U*, pentru care $\alpha = 0$, fluxul magnetic ce străbate această fază se va obţine prin integrarea inducţiei magnetice normală la suprafeţele bobinelor de pe faza *U* şi va avea expresia:

$$\varphi_{0U}(t) = \Phi_0 \cos(\omega t), \qquad (5.6)$$

unde Φ_0 reprezintă valoarea de vârf a fluxului magnetic total pe faza *U*.

Scanned by CamScanner

Fluxurile magnetice ce străbat celelalte faze ale maşinii vor avea expresiile:

$$\begin{cases} \varphi_{0V}(t) = \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ \varphi_{0W}(t) = \cos(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (5.7)$$

Conform legii inducţiei electromagnetice t.e.m. induse în cele trei faze ale maşinii se pot calcula prin derivarea fluxurilor magnetice de fază în raport cu timpul şi au expresiile:

$$\begin{cases} e_{0U}(t) = E_0\sqrt{2}\cos(\omega t - \pi/2) \\ e_{0V}(t) = E_0\sqrt{2}\cos(\omega t - \pi/2 - 2\pi/3) \\ e_{0W}(t) = E_0\sqrt{2}\cos(\omega t - \pi/2 - 4\pi/3) \end{cases} \quad (5.8)$$

în care E_0 reprezintă valoarea efectivă a t.e.m. indusă în faza de referinţă.

Observaţie: În electromagnetism, pentru exprimarea inducţiei magnetice sau a fluxului magnetic se folosesc valorile de vârf, iar pentru exprimarea tensiunii sau a intensităţii curentului electric, valorile efective.

Dacă generatorul funcţionează în sarcină şi deci circuitul statoric este închis, sistemul trifazat al t.e.m. va da naştere unui sistem trifazat de curenţi statorici, defazaţi cu unghiul ε faţă de t.e.m. omoloage. În faza de referinţă U a maşinii curentul statoric va avea expresia:

$$i_U(t) = I\sqrt{2}\cos(\omega t - \pi/2 - \varepsilon) \quad (5.9)$$

în care unghiul ε depinde de caracterul sarcinii.

La rândul lor curenţii statorici vor produce un câmp magnetic învârtitor de reacţie $b_a(\alpha, t)$ sincron cu câmpul de excitaţie şi defazat în urma acestuia cu unghiul $\pi/2 + \varepsilon$. Câmpul magnetic de reacţie a indusului are expresia:

$$b_a(\alpha, t) = B_a\cos(\omega t - p\alpha - \pi/2 - \varepsilon) \quad (5.10)$$

în care B_a reprezintă amplitudinea câmpului magnetic de reacţie.

Prin compunerea câmpului inductor b_0 şi a celui de reacţie b_a se obţine câmpul rezultant b al maşinii:

$$b(\alpha, t) = b_0(\alpha, t) + b_a(\alpha, t) \quad (5.11)$$

În figura 5.6 se prezintă schematic compunerea câmpurilor magnetice în secţiunea unei maşini sincrone cu poli aparenţi.

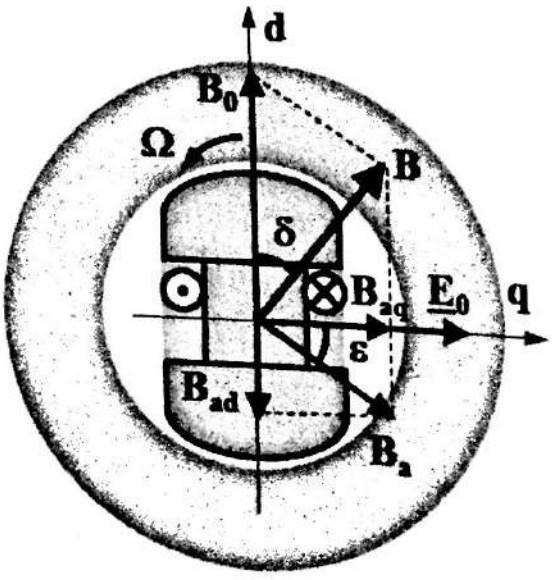


Fig. 5.6. Compunerea câmpurilor magnetice la generatorul sincron.

Se defineşte *unghiul intern* al maşinii unghiul δ dintre axa longitudinală d şi direcţia câmpului magnetic rezultant B al maşinii.

Scanned by CamScanner

Observație: În regim de generator axa longitudinală d se află poziționată înaintea vectorului inducției magnetice al câmpului magnetic rezultant $\overline{B}$, iar în regim de motor, în urma acestuia.

5.3.2. Regimul de motor

În regim de motor, mașina sincronă absoarbe putere electrică atât pe la bornele statorice cât și pe la bornele rotorice (excepție fac motoarele sincrone cu magneți permanenți), energia electrică fiind convertită în energie mecanică transmisă către sarcina cuplată la arborele acesteia.

Prin alimentarea înfășurării trifazate statorice a motorului sincron cu un sistem trifazat de tensiuni, aceasta va fi parcursă de un sistem trifazat de curenți care vor produce un câmp magnetic învârtitor (așa cum s-a explicat în paragraful 3.3.4). Acest câmp va avea o viteză unghiulară egală cu $\Omega_1 = \omega_1/p$, unde ω_1 reprezintă pulsația sistemului trifazat de tensiuni, iar p numărul de perechi de poli magnetici ai înfășurării trifazate statorice.

În același timp, pentru a se produce cuplu în mașina sincronă, rotorul trebuie să aibă un număr egal de perechi de poli p ca și statorul (v. § 3.5). Atunci când este alimentată înfășurarea de excitație a rotorului (sau în mod alternativ când există un sistem de p perechi de magneți permanenți), apare un câmp magnetic. Atunci când rotorul este învârtit (antrenat din exterior) cu turația Ω_1 egală cu viteza de rotație a câmpului învârtitor produs de înfășurarea statorică (de aceea ea se numește *turație sincronă*), apare un cuplu electromagnetic.

Dacă se imaginează câmpul magnetic învârtitor produs de stator și câmpul magnetic învârtitor produs de rotor ca niște perechi de magneți ce se rotesc în stator și respectiv în rotor, se constată că numărul de perechi de poli (respectiv de perechi de magneți) din stator trebuie să fie egal cu numărul de perechi de poli din rotor, astfel încât un pol nord de pe rotor să fie atras de un pol sud de pe stator, iar un pol sud de pe rotor să fie atras de un pol nord de pe stator ș.a.m.d. De asemenea, perechile p de magneți de pe stator și de pe rotor trebuie să se învârtă sincron (cu aceeași viteză) pentru a apărea un cuplu electromagnetic mediu (calculat pe o perioadă electrică) diferit de zero. Dacă cele două câmpuri, statoric și rotoric, nu ar fi sincrone, este ca și cum magneții de pe stator ar aluneca față de magneții de pe rotor cu o viteză unghiulară egală cu diferența de rotație dintre cele două câmpuri. În acest mod, va exista un moment de timp la care magneții nord de pe stator, respectiv de pe rotor se vor alinia, iar magneții sud de pe stator se vor alinia cu cei sud de pe rotor; la un moment de timp ulterior se vor alinia polii nord de pe stator cu cei sud de pe rotor și invers, cei sud de pe stator cu

Scanned by CamScanner

cei nord de pe rotor. Astfel, în primul caz va apărea o forţă de respingere între magneţii de aceeaşi polaritate, iar în cazul al doilea caz, o forţă de atracţie între magneţi, ei având polaritate opusă. Pentru o perioadă electrică completă (egală cu o rotaţie completă a rotorului împărţită la numărul de perechi de poli p), cuplul mediu va rezulta nul deoarece magneţii statorici şi rotorici parţial se vor atrage şi parţial se vor respinge. Dimpotrivă, aşa cum s-a demonstrat şi matematic în capitolul 3.5, dacă câmpurile învârtitoare statoric şi rotoric sunt sincrone, atunci cuplul electromagnetic mediu este nenul, magneţii imaginari din stator şi rotor urmărindu-se reciproc, fără să se ajungă niciodată.

Observaţie: Motorul sincron dezvoltă cuplu electromagnetic mediu nenul numai la sincronism, când rotorul se roteşte cu viteza unghiulară Ω_1 şi numai dacă numărul de perechi de poli din stator coincide cu numărul de perechi de poli din rotor. La viteze diferite de turaţia de sincronism cuplul electromagnetic mediu al motorului sincron va fi nul. Deci motorul sincron nu dezvoltă cuplu de pornire, iar când este alimentat la frecvenţă constantă nu poate frâna sau accelera.

5.4. Tipuri de maşini sincrone. Simbolizare

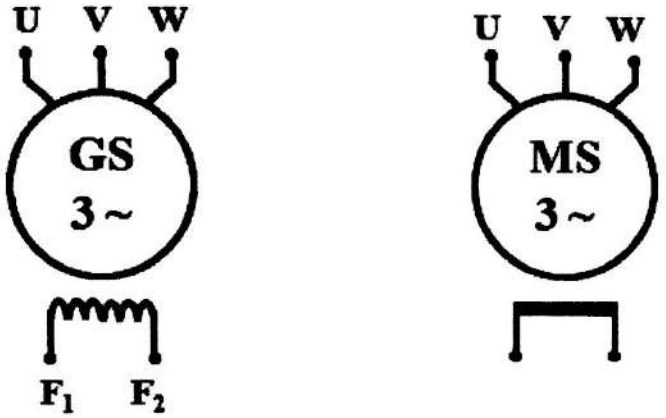
După modul în care sunt excitate maşinile sincrone se împart în:

- ✓ maşini cu *excitaţie electromagnetică* – la aceste maşini, fig. 5.7, câmpul magnetic inductor este produs de înfăşurarea de excitaţie alimentată în curent continuu. Bornele înfăşurării statorice se notează ca la maşina asincronă cu U_1U_2, V_1V_2, W_1W_2, şi pot fi conectate în stea sau triunghi (de regulă, se conectează în stea), iar bornele înfăşurării de excitaţie se notează cu F_1F_2. Avantajul principal al acestei maşini este dat de posibilitatea de reglare a curentului (şi deci a fluxului) de excitaţie în vederea controlului tensiunii în regim de generator, respectiv al cuplului în regim de motor. În general, dezavantajele acestei soluţii sunt reprezentate de existenţa periilor necesare alimentării înfăşurării de excitaţie, de fiabilitatea mai scăzută a maşinii, de zgomotul mai ridicat şi de prezenţa pierderilor Joule şi a pierderilor prin frecare, ceea ce determină o scădere a randamentului maşinii;

maşini *cu magneţi permanenţi* – la aceste maşini, (fig. 5.7), înfăşurarea de excitaţie este înlocuită de magneţi permanenţi. Aceştia pot fi montaţi pe suprafaţa rotorului, îngropaţi în miezul rotoric (magneţi interiori) sau dispuşi în alte configuraţii geometrice

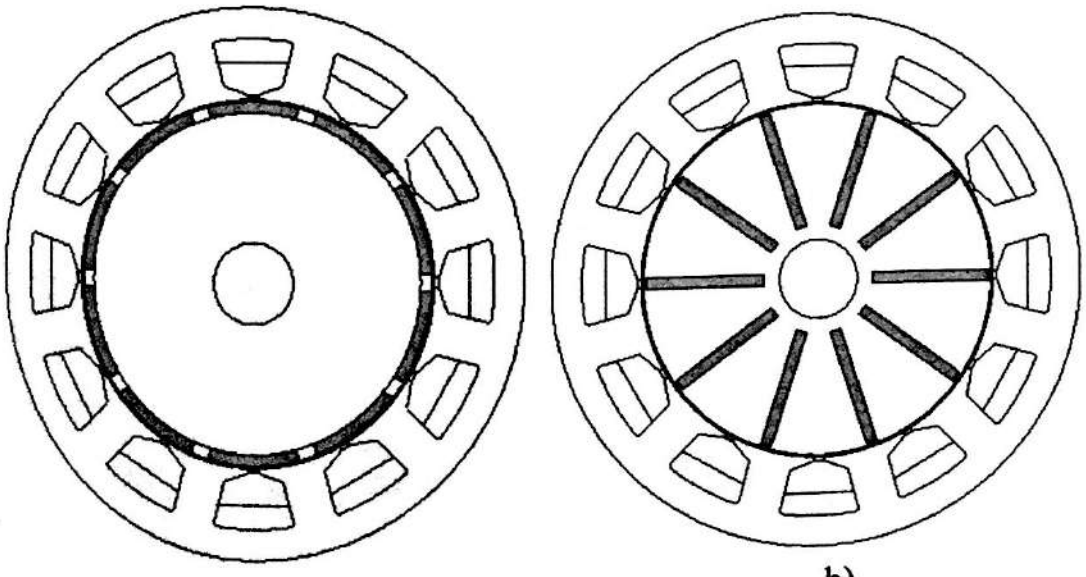
Scanned by CamScanner

(în forma literei V, în coadă de rândunică etc.), (fig. 5.8), [31]. Avantajele majore ale maşinii sincrone cu magneţi permanenţi sunt generate de lipsa contactelor alunecătoare şi de faptul că nu mai este necesară existenţa unei surse exterioare de curent continuu pentru alimentarea înfăşurării de excitaţie. Acest lucru permite obţinerea unor randamente superioare (prin eliminarea pierderilor Joule rotorice şi a pierderilor de frecare dintre inele şi perii), respectiv a unei fiabilităţi mai ridicate. Dezavantajul acestei soluţii este reprezentat de lipsa posibilităţii de reglaj al fluxului de excitaţie, care, în anumite aplicaţii, este esenţială.



a) b)

Fig. 5.7. Modurile de simbolizare a tipurilor de maşini sincrone trifazate:
a) generator cu excitaţie electromagnetică; b) motor cu magneţi permanenţi.



a) b)

Fig. 5.8. Tipuri de maşini sincrone cu magneţi permanenţi montaţi:
a) pe suprafaţa rotorului, magnetizaţi radial; b) la interior, magnetizaţi azimutal.

Scanned by CamScanner

5.5. Fenomene electromagnetice specifice maşinii sincrone

5.5.1. Funcţionarea în gol a generatorului sincron

Conform explicaţiilor anterioare, la funcţionarea în gol a maşinii sincrone în regim de generator, câmpul inductor B_0 produs de curentul de excitaţie I_e este orientat în lungul axei longitudinale d.

În figura 5.9 se prezintă spectrul liniilor câmpului magnetic inductor într-o secţiune transversală a unei maşini sincrone cu poli aparenţi. Se observă traseul liniilor de câmp magnetic ce străbat polii inductori şi se închid prin jugurile rotoric şi statoric.

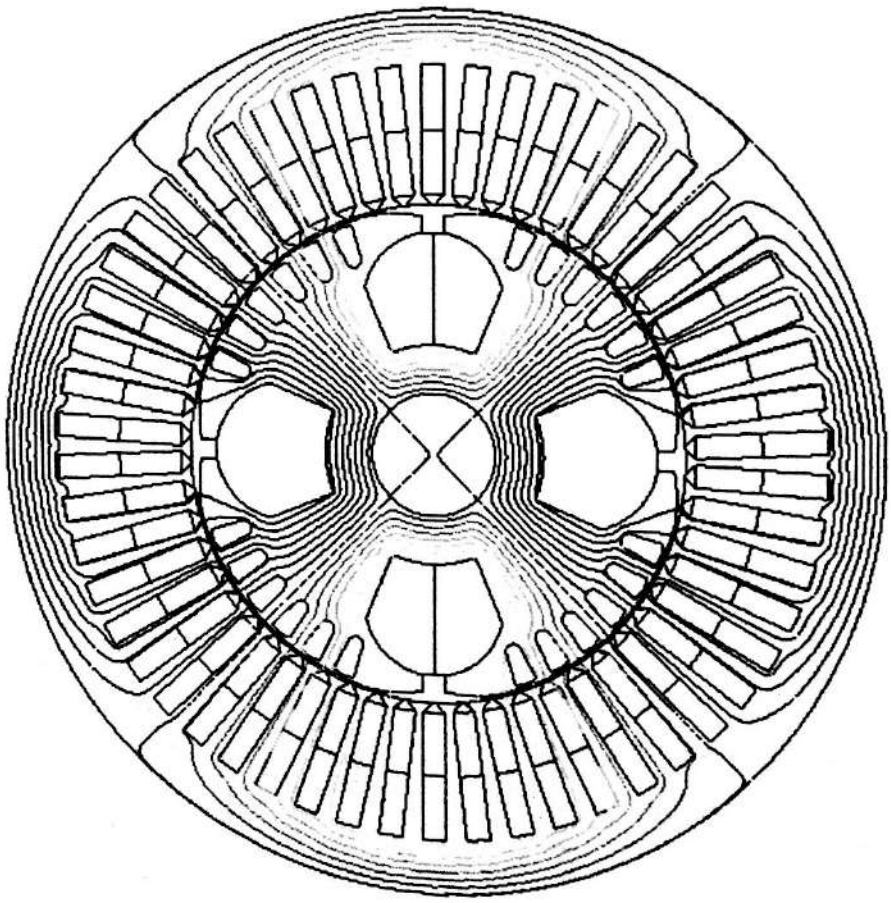


Fig. 5.9. Spectrul liniilor de câmp magnetic în maşina sincronă la funcţionare în gol.

În regim de generator, rotorul fiind în mişcare, câmpul magnetic învârtitor rotoric generat de curentul de excitaţie va induce în înfăşurările statorice un sistem trifazat de tensiuni electromotoare.

Scanned by CamScanner

Ținând cont de relațiile (5.5)..(5.8), valoarea efectivă a tensiunii electromotoare induse într-o o fază statorică a unui generator sincron ce funcționează în gol poate fi exprimată în formă simplificată prin relația:

$$E_0 = K_1 f \Phi \tag{5.12}$$

în care f este frecvența t.e.m., Φ este fluxul magnetic pe fază (care depinde de curentul de excitație I_e), K_1 este o constantă a mașinii sincrone care depinde de numărul de spire al înfășurării de excitație, de factorul de înfășurare, de lungimea întrefierului etc.

Dacă se neglijează neliniaritățile magnetice (se consideră o dependență liniară între inducția magnetică B și intensitatea câmpului magnetic H în orice punct al mașinii, adică o relație de proporționalitate dintre fluxul magnetic și curentul de excitație), expresia t.e.m. se poate scrie în formă compactă:

$$E_0 = K_2 f I_e \tag{5.13}$$

unde K_2 este o constantă a mașinii sincrone care depinde de anumite elemente constructive ale mașinii. În realitate, t.e.m. E_0 prezintă o variație ușor neliniară în funcție de curentul de excitație I_e din cauza neliniarităților magnetice specifice materialelor magnetice moi din care se construiesc miezurile magnetice.

Frecvența f a t.e.m. induse la mers în gol E_0 depinde de viteza de rotație a generatorului sincron n prin relația (5.1). Deoarece numărul de perechi de poli p al unui generator sincron este impus prin construcția acestuia, pe măsură ce turația n a mașinii crește, rezultă că va crește și frecvența f a t.e.m. Odată cu aceasta va crește și valoarea efectivă a t.e.m. la bornele generatorului sincron E_0. Din relația (5.13) rezultă că t.e.m. E_0 crește proporțional și cu curentul de excitație I_e.

Observație: O metodă de menținere a tensiunii aproximativ constantă la bornele unui generator sincron constă în reglajul curentului de excitație în sensul diminuării acestuia atunci când turația de antrenare crește, respectiv în creșterea curentului de excitație odată cu scăderea turației generatorului.

5.5.2. Funcționarea în sarcină a generatorului sincron. Reacția indusului

La funcționarea în sarcină, câmpul magnetic inductor de inducție $\overline{B}_0$ al generatorului sincron se compune cu câmpul magnetic de reacție de inducție $\overline{B}_a$ generat de curenții statorici și formează câmpul magnetic rezultant al mașinii de inducție $\overline{B}$. Inducția magnetică a câmpului de reacție al indusului $\overline{B}_a$ se descompune în două componente, una longitudinală $B_{ad} = B_a \sin\varepsilon$ și alta transversală $B_{aq} = B_a \cos\varepsilon$, ca în figura 5.6.

Scanned by CamScanner

Presupunând toate mărimile sinusoidale, fazorul curentului prin înfăşurarea indusă $\underline{I}$ se poate şi el descompune într-o componentă longitudinală $I_d = I \sin\varepsilon$ şi una transversală $I_q = I \cos\varepsilon$.

În cazul conectării unei sarcini rezistive la bornele generatorului sincron, defazajul dintre tensiunea la borne şi curentul debitat este nul ($\varepsilon = 0$). Deci câmpul magnetic de reacţie al indusului este *transversal*, $B_{ad} = 0$, iar $B_{aq} \neq 0$.

În cazul unei sarcini pur inductive când curentul ce parcurge înfăşurarea indusă este defazat faţă de tensiunea la borne în urmă cu $\pi/2$ ($\varepsilon = \pi/2$), reacţia indusului va fi *longitudinală demagnetizantă*, $B_{aq} = 0$, iar $B_{ad} \neq 0$ are sens opus lui B_0. Întrucât valoarea efectivă a tensiunii la bornele maşinii depinde de valoarea inducţiei magnetice rezultante $\overline{B}$ care este mai mică decât cea de la mers în gol ($B = B_0 - B_{ad} < B_0$), în sarcină inductivă tensiunea la bornele generatorului sincron va fi mai mică decât tensiunea de mers în gol.

În cazul unei sarcini pur capacitive, curentul ce parcurge înfăşurarea indusă este defazat faţă de tensiunea la borne înainte cu $\pi/2$ ($\varepsilon = -j\pi/2$), iar reacţia indusului va fi *longitudinală magnetizantă* $B_{aq} = 0$, iar $B_{ad} \neq 0$ se adună cu B_0. În sarcină capacitivă tensiunea la bornele generatorului sincron va fi mai mare decât valoarea tensiunii la mers în gol deoarece valoarea inducţiei magnetice rezultante B este mai mare decât cea de la mers în gol ($B = B_0 + B_{ad} > B_0$).

5.6. Teoria generatorului sincron cu poli înecaţi

5.6.1. Ecuaţia tensiunilor

Ecuaţia tensiunilor generatorului sincron cu poli înecaţi (considerând mărimile sinusoidale) rezultă din aplicarea legii inducţiei electromagnetice şi se exprimă sub forma fazorială astfel:

$$\underline{E}_\mu = \underline{U} + R\underline{I} + jX_s\underline{I} \tag{5.14}$$

unde $\underline{U}$ este fazorul tensiunii de fază la bornele maşinii, R este rezistenţa înfăşurării statorice de fază, X_σ este reactanţa de dispersie a înfăşurării statorice de fază, $\underline{I}$ este fazorul curentului de fază statoric, iar $\underline{E}_\mu$ este fazorul t.e.m. indusă pe faza statorică la funcţionarea în sarcină.

Scanned by CamScanner

T.e.m. $\underline{E}_\mu$ la funcționarea în sarcină se calculează ca sumă a t.e.m. la mers în gol $\underline{E}_0$ și t.e.m. indusă de câmpul magnetic de reacție a indusului $\underline{E}_a$:

$$\underline{E}_\mu = \underline{E}_0 + \underline{E}_a \tag{5.15}$$

T.e.m. de reacție a indusului se calculează cu relația:

$$\underline{E}_a = -jX_a\underline{I} \tag{5.16}$$

în care X_a este reactanța înfășurării indusului.

În mod similar cu operația anterioară de compunere a t.e.m. se poate scrie operația de compunere a fluxurilor magnetice ce produc aceste t.e.m.:

$$\underline{\Phi}_\mu = \underline{\Phi}_0 + \underline{\Phi}_a \tag{5.17}$$

Ecuația de tensiuni a generatorului sincron cu poli înecați se poate rescrie:

$$\underline{E}_0 - jX_a\underline{I} = \underline{U} + R\underline{I} + jX_\sigma\underline{I} \tag{5.18}$$

Reactanța sincronă a mașinii se definește prin suma dintre reactanța de dispersie a înfășurării statorice și reactanța înfășurării indusului:

$$X_s = X_\sigma + X_a \tag{5.19}$$

Ținând cont de reactanța sincronă exprimată prin relația (5.19), ecuația (5.18) devine:

$$\underline{E}_0 = \underline{U} + R\underline{I} + jX_s\underline{I} \tag{5.20}$$

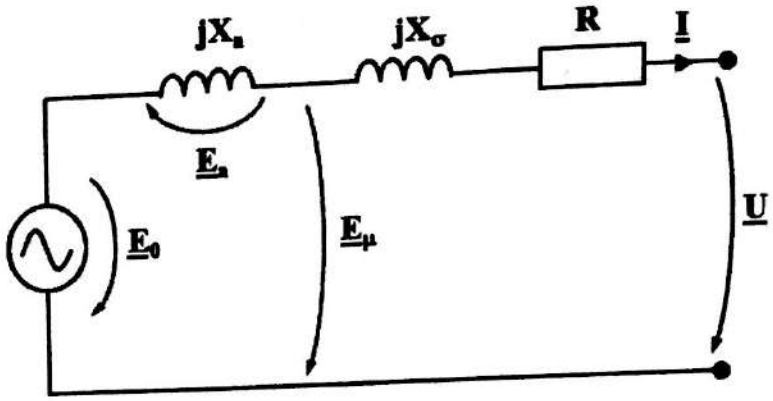
5.6.2. Schema echivalentă și diagrama de fazori

Schema echivalentă a generatorului sincron cu poli înecați se prezintă în figura 5.10 în formă detaliată, respectiv compactă, iar diagramele de fazori completă respectiv simplificată, în figurile 5.11 și 5.12 [32].

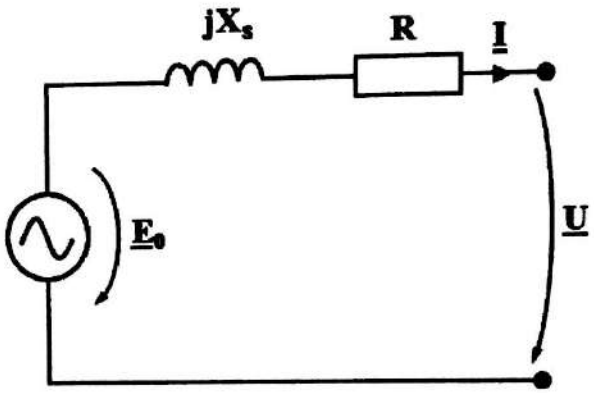
Ecuațiile de tensiuni ale mașinii sincrone sunt strict corelate cu schema echivalentă și cu diagrama de fazori. În diagrama fazorială din figura 5.11 unghiul δ se numește unghiul intern al mașinii ($\delta \approx \delta'$), iar φ reprezintă defazajul dintre fazorul tensiunii la borne $\underline{U}$ și fazorul curentul de sarcină $\underline{I}$, astfel încât $\cos\varphi$ reprezintă factorul de putere al mașinii.

La generatoarele sincrone de puteri mai mari rezistența de fază statorică are o valoare foarte mică (deoarece curenții de fază au valori mari, secțiunea S a conductoarelor este mare, deci $R = \rho l/S$ este mică) și de multe ori se neglijează ($R \approx 0$). Prin urmare, și căderea de tensiune pe rezistența statorică se poate neglija ($RI \approx 0$). În acest context, diagrama de fazori a generatorului sincron cu poli înecați se poate simplifica, după cum se prezintă în figura 5.12.

Scanned by CamScanner



a)



b)

Fig. 5.10. Schema echivalentă a generatorului sincron cu poli înecați:
a) forma completă cu evidențierea reactanțelor de dispersie, respectiv a indusului; b) forma compactă.

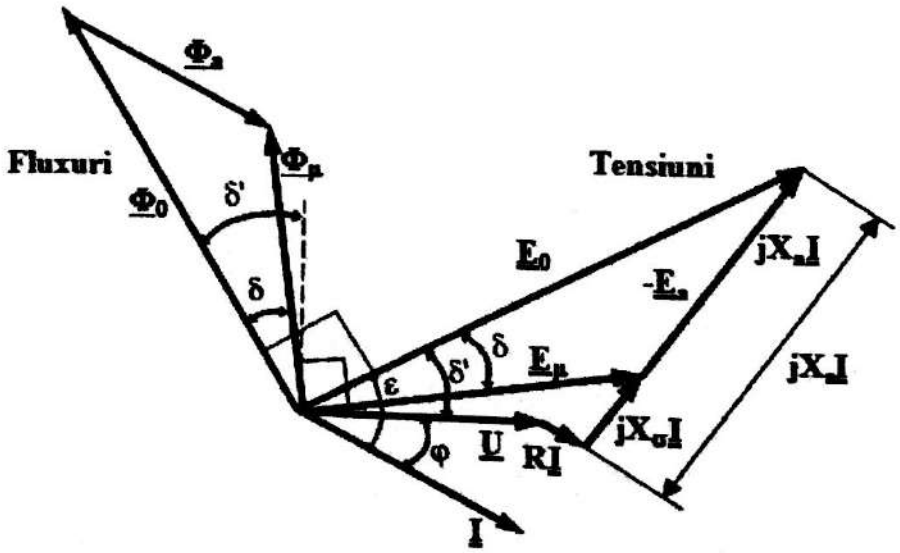
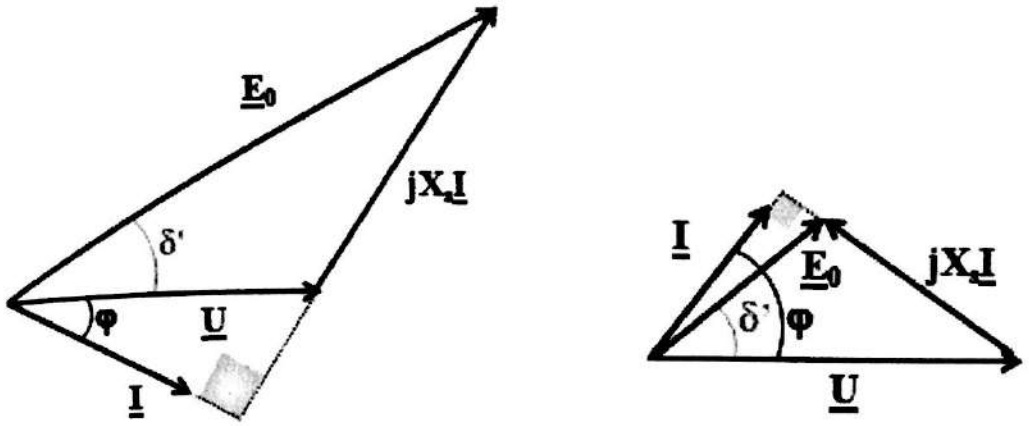


Fig. 5.11. Diagrama de fazori a generatorului sincron cu poli înecați.

Scanned by CamScanner



a) b)

Fig. 5.12. Diagrama de fazori simplificată a generatorului sincron cu poli înecați pentru: a) sarcini inductive; b) sarcini capacitive.

5.6.3. Cuplul electromagnetic. Puterea electromagnetică. Puterea reactivă

Prin aplicarea teoremei forțelor generalizate în raport cu coordonata unghiulară se poate deduce expresia cuplului electromagnetic al generatorului sincron cu poli înecați (care este un cuplu de frânare, opus cuplului motorului de antrenare) [33]:

$$M = -3E_0 I \cos\varepsilon/\Omega \tag{5.21}$$

unde E_0 este valoarea efectivă a t.e.m. induse pe o fază statorică la mers în gol, I este valoarea efectivă a curentului de fază statoric, ε reprezintă unghiul de defazaj între fazorul t.e.m. $\underline{E_0}$ și fazorul curentului de sarcină $\underline{I}$, iar Ω reprezintă viteza unghiulară a mașinii.

Ținând cont de faptul că $\varepsilon = \varphi + \delta$ și $\delta' \approx \delta$, conform diagramei de fazori simplificate din figura 5.12 pentru care s-a neglijat rezistența de fază statorică $R \approx 0$, se poate scrie:

$$\cos\varepsilon = U\sin\delta / X_s I \tag{5.22}$$

unde X_s este reactanța sincronă a mașinii.

Înlocuind expresia (5.22) în (5.21), rezultă expresia cuplului electromagnetic:

$$M = -3E_0 U\sin\delta / \Omega X_s \tag{5.23}$$

Dependența dintre cuplul electromagnetic M al mașinii și unghiul intern δ, – $M = f(\delta)$ se numește *caracteristica unghiulară* a mașinii sincrone și este prezentată în figura 5.13.

Scanned by CamScanner

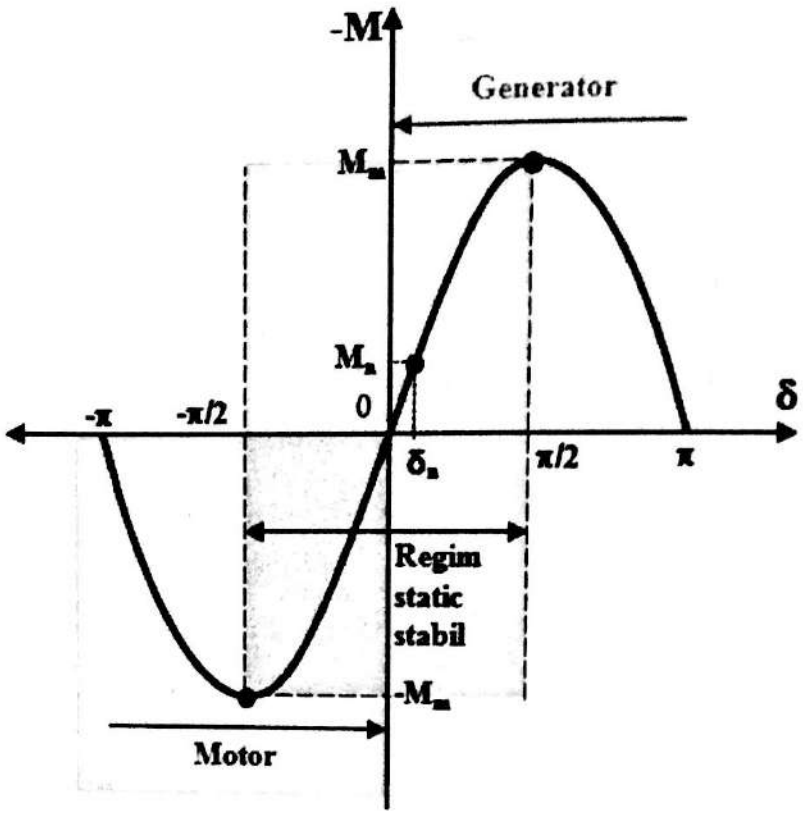


Fig. 5.13. Caracteristica unghiulară a maşinii sincrone cu poli înecaţi.

Aşa cum se observă din relaţia (5.23), cuplul electromagnetic al maşinii sincrone atinge valoarea maximă pentru unghiul intern $\delta = \pi/2$. Raportul dintre cuplul maxim şi cel nominal se numeşte *capacitate de suprasarcină*. Regimul de funcţionare pentru valori ale unghiului intern $\delta \in [-\pi/2; \pi/2]$ se numeşte *regim static stabil*.

În acest regim maşina funcţionează stabil pentru oscilaţii mici şi lente ale unghiului intern. Dacă se depăşeşte limita de stabilitate statică ($\delta = \pi/2$), de pildă prin creşterea excesivă a puterii motorului de antrenare, atunci când generatorul este conectat la reţea, rotorul iese din sincronism (se dă peste cap) şi apar tensiuni induse periculos de mari şi curenţi induşi importanţi similari unui fenomen de scurtcircuit, cu efecte negative ce pot distruge generatorul. De aceea, în practică, atunci când generatorul intră în suprasarcină şi se apropie periculos de limita stabilităţii statice, sistemul de comandă şi control al instalaţiei acţionează aparatajul de protecţie şi decuplează generatorul de la reţea.

Considerând prin convenţie că *puterea electromagnetică* produsă de generatorul sincron este pozitivă (cuplul electromagnetic este negativ, opus cuplului motorului de antrenare), expresia acesteia se poate scrie:

$$P = -M\Omega = 3E_0 U \sin\delta / X_s \qquad (5.24)$$

Scanned by CamScanner

Generatorul sincron poate funcționa *cuplat la o rețea electrică de putere foarte mare* (de pildă, cuplat la sistemul electroenergetic național) sau *cuplat la o rețea proprie de consumatori*. În cazul în care generatorul sincron este cuplat la o rețeaua electrică de putere foarte mare, parametrii tensiunii (frecvența și valoarea efectivă a acesteia) rămân constanți indiferent de regimul de funcționare al generatorului, rețeaua fiind considerată în acest caz o *rețea de putere infinită* (infinit mare în comparație cu puterea generatorului).

Puterea reactivă schimbată de un generator sincron cu rețeaua de putere infinită se poate exprima prin relația:

$$Q = 3UI\sin\varphi \tag{5.25}$$

Observație: Tensiunea U și curentul electric I din relația (5.25) sunt mărimi de fază. În mod similar cu transformatorul electric trifazat, datele nominale ale generatorului sincron sunt mărimi de linie, astfel încât puterea reactivă se scrie în funcție de mărimile de linie ca $Q = \sqrt{3}U_l I_l \sin\varphi$.

Pe baza diagramei fazoriale simplificate a generatorului sincron din figura 5.12 se poate demonstra relația:

$$I\sin\varphi = (E_0\cos\delta - U)/X_s \tag{5.26}$$

Prin înlocuirea relației (5.26) în (5.25) se obține expresia puterii reactive la generatorul sincron cu poli înecați:

$$Q = 3UE_0\cos\delta /X_s - 3U^2/X_s \tag{5.27}$$

Considerând tensiunea rețelei la care este cuplat generatorul sincron constantă, U = const. și ținând cont că reactanța sincronă X_s este de asemenea un parametru constant al mașinii, se observă că puterea reactivă se poate scrie într-o formă compactă, după cum urmează:

$$Q = AE_0\cos\delta - B \tag{5.28}$$

unde $A = 3U/X_s$ și $B = 3U^2/X_s$ sunt două constante.

Puterea reactivă poate fi pozitivă, negativă sau nulă, în funcție de valoarea tensiunii electromotoare E_0, respectiv a unghiului intern δ. Prin convenție, *puterea reactivă* se consideră pozitivă când este injectată de mașină în rețea și negativă când este absorbită de la rețea.

Neglijând neliniaritățile magnetice și presupunând că frecvența rețelei la care este cuplat generatorul sincron este constantă, t.e.m. E_0 se poate rescrie pe baza relației (5.13) sub forma:

$$E_0 = CI_e \tag{5.29}$$

unde I_e este curentul de excitație al mașinii.

Înlocuind expresia (5.29) în relația (5.28), expresia puterii reactive se poate rescrie:

$$Q = ABI_e\cos\delta - B \tag{5.30}$$

Scanned by CamScanner

Se observă că pentru o anumită valoare a curentului de excitaţie numită *curent optim de excitaţie,* puterea reactivă este nulă, ceea ce înseamnă că pentru această valoare maşina schimbă cu reţeaua doar putere activă, funcţionând la factor de putere unitar ($\varphi = 0$ pentru care $\sin\varphi = 0$ şi deci $Q = 0$). Curentul optim de excitaţie se calculează egalând cu zero (5.30):

$$I_{eo} = 1/A\cos\delta \tag{5.31}$$

Pentru valori ale curentului de excitaţie superioare curentului optim, puterea reactivă este pozitivă (puterea reactivă este debitată în reţea), maşina fiind supraexcitată, iar pentru valori ale curentului de excitaţie inferioare valorii optime, puterea reactivă este negativă (puterea reactivă este absorbită din reţea), iar maşina este subexcitată.

5.7. Teoria generatorului sincron cu poli aparenţi

Spre deosebire de generatorul cu poli înecaţi unde întrefierul este constant de jur împrejurul rotorului, generatorul sincron cu poli aparenţi se distinge printr-un întrefier de lungime variabilă, mai mic sub talpa polilor inductori (în zona axei longitudinale *d*) şi mai mare între polii succesivi (în zona axei transversale *q*). Această particularitate a maşinii impune descompunerea reactanţei sincrone în două componente după cele două axe, acestea fiind intitulate: *reactanţă sincronă longitudinală* notată cu X_d, respectiv *reactanţă sincronă transversală* notată cu X_q.

5.7.1. Descompunerea mărimilor specifice după axele *d* şi *q*. Ecuaţia tensiunilor.

În cazul generatorului sincron cu poli aparenţi, câmpul magnetic inductor este produs de înfăşurarea de excitaţie ca în cazul generatorului sincron cu poli înecaţi. Distribuţia spaţială a inducţiei magnetice în întrefierul generatorului sincron cu poli aparenţi depinde foarte mult de forma geometrică a tălpii polare care se proiectează astfel încât să se obţină o variaţie a inducţiei magnetice cât mai sinusoidală.

Vectorul inducţiei corespunzător câmpului magnetic de reacţie al generatorului sincron cu poli aparenţi $\overline{B}_a$ se descompune după cele două axe, B_{ad} şi B_{aq} ca în figura 5.6. Prin urmare, fluxul magnetic asociat câmpului de reacţie se poate descompune de asemenea după cele două axe:

$$\underline{\Phi}_a = \underline{\Phi}_{ad} + \underline{\Phi}_{aq} \tag{5.32}$$

Scanned by CamScanner

În mod corespunzător, ecuația fluxurilor (5.17) scrisă pentru generatorul cu poli înecați, devine în cazul generatorului cu poli aparenți:

$$\underline{\Phi}_{\mu} = \underline{\Phi}_0 + \underline{\Phi}_{ad} + \underline{\Phi}_{aq} \tag{5.33}$$

Similar, curentul prin indus $\underline{I}$ care produce câmpul de reacție $\overline{B}_a$ se descompune după cele două axe, în două componente, una longitudinală, I_d și alta transversală I_q, care se exprimă prin relațiile:

$$I_d = I\sin\varepsilon \tag{5.34}$$
$$I_q = I\cos\varepsilon$$

T.e.m. de reacție a indusului $\underline{E}_a$ descrisă prin relația (5.16) se descompune în cazul generatorului sincron cu poli aparenți în două componente, una longitudinală $\underline{E}_{ad}$ și alta transversală $\underline{E}_{aq}$, astfel:

$$\underline{E}_{ad} = -j\,X_{ad}\underline{I}_d \tag{5.35}$$
$$\underline{E}_{aq} = -jX_{aq}\underline{I}_q$$

În mod analog ecuației fluxurilor se poate scrie ecuația t.e.m. a generatorului sincron cu poli aparenți:

$$\underline{E}_{\mu} = \underline{E}_0 + \underline{E}_{ad} + \underline{E}_{aq} \tag{5.36}$$

Ținând cont de considerațiile anterioare, ecuația de tensiuni a generatorului sincron cu poli aparenți se exprimă ca în cazul generatorului cu poli înecați astfel:

$$\underline{E}_{\mu} = \underline{U} + R\underline{I} + jX_{\sigma}\underline{I} \tag{5.37}$$

Dacă se descompune curentul $\underline{I}$ în cele două componente I_d și I_q, pe baza relațiilor (5.36) și (5.37) putem deduce:

$$\underline{E}_0 = \underline{U} + R\underline{I} + j(X_{\sigma} + X_{ad})\underline{I}_d + j(X_{\sigma} + X_{aq})\underline{I}_q \tag{5.38}$$

Făcând următoarele notații:

$$X_d = X_{\sigma} + X_{ad} \tag{5.39}$$
$$X_q = X_{\sigma} + X_{aq}$$

unde X_d reprezintă *reactanța sincronă longitudinală*, iar X_q *reactanța sincronă transversală*, ecuația (5.38) se poate rescrie într-o formă mai compactă, astfel:

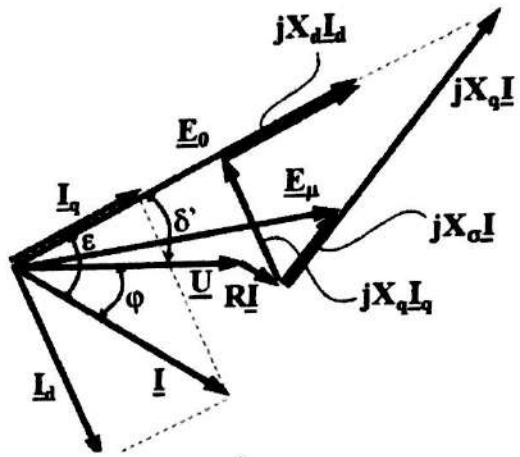
$$\underline{E}_0 = \underline{U} + R\underline{I} + jX_d\underline{I}_d + jX_q\underline{I}_q \tag{5.40}$$

Observație: Din relația anterioară (5.40) se observă că dacă cele două reactanțe sincrone, longitudinală și transversală, sunt egale ($X_d = X_q$) se obține ecuația (5.20) valabilă pentru generatorul sincron cu poli înecați.

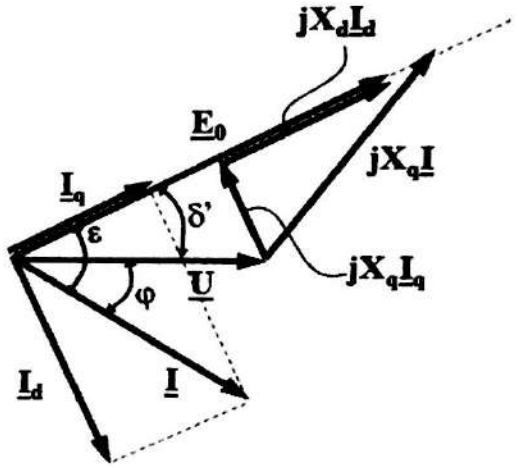
5.7.2. Diagrama de fazori

Diagrama de fazori a generatorului sincron cu poli aparenți se prezintă în figura 5.14.a) în varianta completă și respectiv în figura 5.14b), varianta simplificată.

Scanned by CamScanner



a)



b)

Fig. 5.14. Diagrama de fazori a generatorului sincron cu poli aparenţi:
a) completă; b) simplificată (pentru $R = 0$).

Diagrama fazorială simplificată se obţine prin neglijarea rezistenţei înfăşurării de fază statorice ($R \approx 0$), astfel încât unghiul $\delta \approx \delta'$.

5.7.3. Cuplul electromagnetic. Puterea electromagnetică. Puterea reactivă

Pentru calculul cuplului electromagnetic al generatorului cu poli aparenţi se porneşte de la expresia (5.21) în care se recalculează E_0 cosε pe baza diagramei fazoriale simplificate din figura 5.14 b). Ulterior se descompune curentul $\underline{I}$ în cele două componente ale sale I_d şi I_q, iar acestea se exprimă în funcţie de tensiuni şi reactanţe şi se înlocuiesc în expresia cuplului obţinându-se în final forma următoare [33]:

$$M = -3E_0U\sin\delta/\Omega X_d - 1{,}5U^2(1/X_q - 1/X_d)\sin 2\delta/\Omega \qquad (5.41)$$

Cel de-al doilea termen al cuplului electromagnetic se numeşte *cuplu reactiv* sau *de anizotropie magnetică*.

Scanned by CamScanner

Observaţie: În cazul în care reactanţele sincrone X_d şi X_q sunt egale, $X_d = X_q$, al doilea termen din relaţia (5.39) se anulează obţinându-se expresia cuplului electromagnetic valabilă pentru generatorul sincron cu poli înecaţi.

Caracteristica unghiulară a maşinii sincrone cu poli aparenţi $-M = f(\delta)$ este prezentată în figura 5.15. Se observă că din cauza influenţei cuplului de anizotropie magnetică, forma de variaţie a cuplului electromagnetică nu mai este sinusoidală. Valoarea unghiului intern δ_m pentru care se obţine valoarea maximă a cuplului electromagnetic este inferioară valorii $\pi/2$ specifică maşinii cu poli înecaţi. Generatorul funcţionează în regim static stabil pentru valori ale unghiului intern cuprinse între limitele $-\delta_m$ şi δ_m.

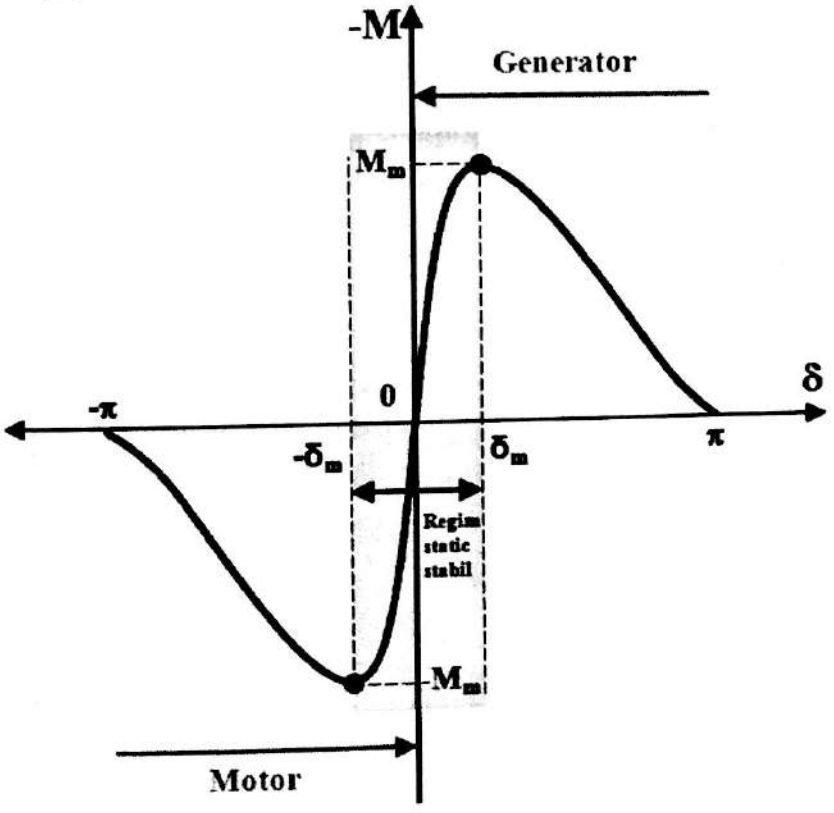


Fig. 5.15. Caracteristica unghiulară a maşinii sincrone cu poli aparenţi.

Expresia puterii electromagnetice a generatorului sincron cu poli aparenţi se calculează pornind de la relaţia cuplului electromagnetic (5.41) prin înmulţire cu viteza unghiulară a maşinii:

$$P = -3E_0U\sin\delta / X_d - 1{,}5U^2(1/X_q - 1/X_d)\sin 2\delta \qquad (5.42)$$

Expresia generală a puterii reactive a generatorului sincron este descrisă de relaţia (5.25). Folosind această relaţie şi explicitând produsul $U\sin\varphi$ pe baza diagramei fazoriale simplificate, se obţine relaţia [3]:

$$Q = 3E_0U\cos\delta / X_d - 1{,}5U^2(1/X_q + 1/X_d) + 1{,}5U^2(1/X_q - 1/X_d)\cos 2\delta \qquad (5.43)$$

Scanned by CamScanner

5.8. Bilanţul puterilor generatorului sincron

Pentru a funcţiona, generatorul sincron este antrenat în mişcare de rotaţie de către un motor sau turbină (hidraulică, eoliană, cu aburi etc.). Astfel, generatorul absoarbe pe la arbore, de la echipamentul de antrenare, putere mecanică exprimată prin produsul dintre cuplul motorului de antrenare M_a şi viteza unghiulară Ω :

$$P_1 = M_a \Omega \tag{5.44}$$

Din puterea mecanică primită de generator P_1, o mică parte este transformată în pierderi mecanice P_m prin frecare şi ventilaţie (pierderi prin frecare la nivelul lagărelor, prin ventilaţie la nivelul ventilatorului maşinii etc.), o altă parte P_{ex} se pierde prin efect Joule în circuitul de excitaţie ($P_{ex} = R_e I_e^2$), iar ceea ce rămâne (cea mai mare parte) reprezintă puterea electromagnetică $P = M\Omega$ (egală cu produsul dintre cuplul electromagnetic şi viteza unghiulară a maşinii) ce se transmite la nivelul întrefierului dinspre rotor spre stator:

$$P_1 = P_m + P_{ex} + P \tag{5.45}$$

Din puterea electromagnetică P o parte se pierde prin efect Joule în înfăşurarea statorică ($P_{J2} = 3RI^2$, unde s-a notat cu R este rezistenţa de fază a înfăşurării statorice), o altă parte se pierde în miezul feromagnetic statoric P_{Fe} (ca sumă a pierderilor prin curenţi turbionari şi a celor prin histerezis), iar cea mai mare parte $P_2 = 3UI\cos\varphi_2$ se debitează ca putere activă pe sarcină, unde U şi I sunt tensiunea şi curentul de fază ale maşinii, iar $\cos\varphi_2$ reprezintă factorul de putere. Relaţia de legătură între aceste puteri este:

$$P = P_{J2} + P_{Fe} + P_2 \tag{5.46}$$

Astfel, rezultă diagrama bilanţului puterilor active ale generatorului sincron echipat cu excitatoare din figura 5.16.

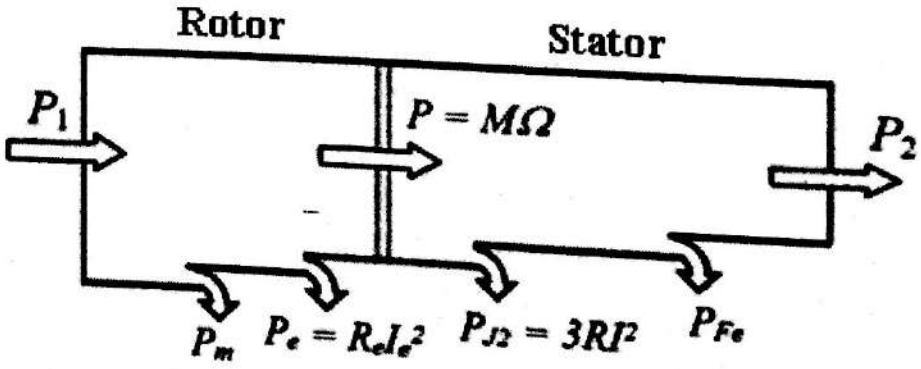


Fig. 5.16. Diagrama bilanţului de puteri active pentru generatorul sincron echipat cu excitatoare de c.c.

Scanned by CamScanner

5.9. Caracteristicile generatorului sincron ce funcționează pe rețea proprie

Generatorul sincron poate funcționa pe rețea proprie sau conectat la sistemul electroenergetic. La funcționarea pe rețea proprie, generatorul sincron este antrenat în mișcare de rotație de către o turbină, de către un motor termic sau pe altă cale, furnizând energie electrică pentru o rețea locală de consumatori. În acest caz, parametrii electrici ai rețelei (tensiunea și frecvența rețelei) depind de modul de funcționare al generatorului. S-a arătat anterior că frecvența tensiunii la bornele generatorului sincron este direct proporțională cu turația acestuia. De asemenea, s-a indicat faptul că valoarea tensiunii la bornele generatorului depinde atât de frecvență (care depinde la rândul ei de turația generatorului), cât și de valoarea curentului de excitație.

Principalele caracteristici de funcționare pe rețea proprie ale generatorului sincron sunt următoarele: *caracteristica de mers în gol, caracteristica externă* și *caracteristica de reglaj.*

5.9.1. Caracteristica de mers în gol

Caracteristica de mers în gol a generatorului sincron, fig. 5.17, se definește ca dependența tensiunii la bornele indusului de curentul de excitație, atunci când generatorul funcționează fără sarcină, fiind antrenat la turație constantă (de regulă la turație nominală):

$$E_0 = f(I_{ex})\big|_{n=const,\ I=0} \tag{5.47}$$

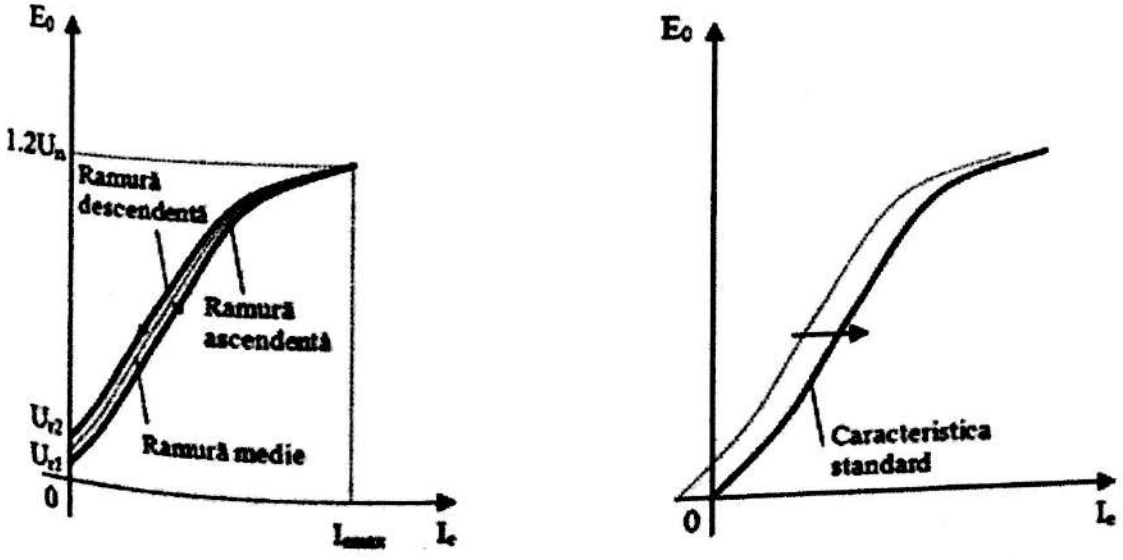


Fig. 5.17. Caracteristica de mers în gol a generatorului sincron.

Scanned by CamScanner

S-a arătat anterior că t.e.m. indusă la mers în gol E_0 depinde direct proporţional de fluxul magnetic de excitaţie Φ, iar acesta la rândul lui este proporţional cu inducţia magnetică B. Rezultă, astfel, că t.e.m. E_0 este proporţională cu inducţia magnetică ($E_0 \sim \Phi \sim B$). Pe de altă parte, curentul de excitaţie I_{ex} este proporţional cu intensitatea câmpului magnetic H ($I_{ex} \sim H$). În concluzie, forma caracteristicii de mers în gol a generatorului sincron (fig. 5.17), este similară cu forma caracteristicii de magnetizare $B = f(H)$, care în cazul materialelor magnetic moi din care se construiesc miezurile magnetice ale generatoarelor sincrone prezintă neliniaritate şi histerezis.

Din alura caracteristicii de mers în gol se observă că pentru a creşte tensiunea la bornele generatorului sincron trebuie mărit curentul de excitaţie, iar pentru a scădea tensiunea la bone trebuie micşorat curentul de excitaţie.

De asemenea, se observă prezenţa unei tensiuni nenule (U_{r1} şi U_{r2}) la bornele generatorului chiar când curentul de excitaţie este nul. Această tensiune se numeşte *tensiune remanentă* şi apare datorită magnetizaţiei remanente a materialelor feromagnetice din care este realizat circuitul magnetic al maşinii. Magnetizaţia remanentă reprezintă magnetizarea permanentă a miezului magnetic odată ce acesta a fost parcurs de un câmp magnetic în timpul unei funcţionări anterioare a generatorului. Tensiunea remanentă are o valoare redusă întrucât inducţia remanentă la materialele magnetic moi este mică. *Acelaşi fenomen de remanenţă magnetică se întâlneşte şi la generatorul de curent continuu. La generatorul de c.c. cu excitaţie derivaţie prezenţa remanenţei magnetice este una din condiţiile necesare producerii autoexcitaţiei generatorului (v. § 2.8.2.1).*

5.9.2. Caracteristica externă

Caracteristica externă a generatorului sincron se defineşte ca dependenţa dintre tensiunea la bornele indusului (statorice) şi curentul de sarcină (curentul prin înfăşurarea indusului), atunci când turaţia şi curentul de excitaţie ale generatorului sunt menţinute constante (de obicei, egale cu valorile nominale), iar factorul de putere rămâne neschimbat:

$$U = f(I)\big|_{n=const.\ I_{ex}=const.\ \cos\varphi=const.} \qquad (5.48)$$

Alura grafică a caracteristicii externe este prezentată în figura 5.18 pentru trei tipuri distincte de sarcini: pur rezistivă ($\cos\varphi_2 = 1$), pur inductivă ($\cos\varphi_2 = 0$, inductiv), respectiv pur capacitivă ($\cos\varphi_2 = 0$, capacitiv).

Se observă că pentru sarcină rezistivă sau capacitivă tensiunea la bornele generatorului scade în raport cu tensiunea de mers în gol E_0, scăderea fiind mai pronunţată pentru sarcina inductivă. În cazul sarcinii capacitive tensiunea la borne creşte faţă de tensiunea de mers în gol.

Scanned by CamScanner

Explicaţia acestei dependenţe a tensiunii la borne de curentul de sarcină are la bază fenomenul reacţiei indusului, respectiv căderea de tensiune pe rezistenţa de fază $R\underline{I}$ a înfăşurării indusului şi pe reactanţa sincronă $jX_s\underline{I}$ descrisă de ecuaţia de tensiuni a generatorului sincron (5.20). Alura caracteristicii externe depinde de defazajul dintre fazorii tensiunii $\underline{U}$ şi al curentului $\underline{I}$, adică de tipul sarcinii. Reacţia indusului în sarcină inductivă este una longitudinală demagnetizantă. Prin urmare, tensiunea la bornele generatorului în sarcină inductivă va fi mai mică decât cea de mers în gol, câmpul rezultant fiind inferior celui de excitaţie. Reacţia indusului în cazul sarcinii capacitive este una longitudinală magnetizantă, deci tensiunea la bornele generatorului va fi mai mare decât cea de mers în gol, câmpul rezultant fiind superior celui de excitaţie. Reacţia indusului în cazul sarcinii rezistive este transversală, căderile de tensiune pe componentele de circuit (rezistenţa de fază şi reactanţa sincronă) determinând o scădere a tensiunii la borne sub valoarea tensiunii de mers în gol.

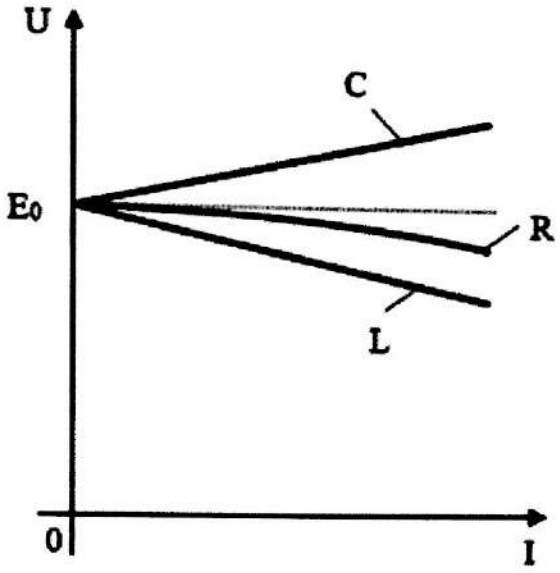


Fig. 5.18. Caracteristica externă a generatorului sincron.

5.9.3. Caracteristica de reglaj

Caracteristica de reglaj a generatorului sincron reflectă modul în care trebuie modificat curentul de excitaţie al maşinii pentru a păstra constantă tensiunea la bornele indusului. Această caracteristică se defineşte ca fiind dependenţa dintre curentul de excitaţie şi curentul de sarcină (curentul prin înfăşurarea indusului) atunci când turaţia şi tensiunea la bornele indusului generatorului sunt menţinute constante (şi de obicei egale cu valorile nominale), iar factorul de putere rămâne neschimbat:

$$I_{ex} = f(I)\big|_{n=const.,\ U=const.,\ \cos\varphi=ct.} \tag{5.49}$$

Aşa cum se observă din caracteristica externă din figura 5.19, pe măsură ce generatorul se încarcă în sarcină (creşte curentul de sarcină), tensiunea la bornele maşinii scade pentru sarcină rezistivă, respectiv inductivă şi creşte pentru sarcină capacitivă.

Scanned by CamScanner

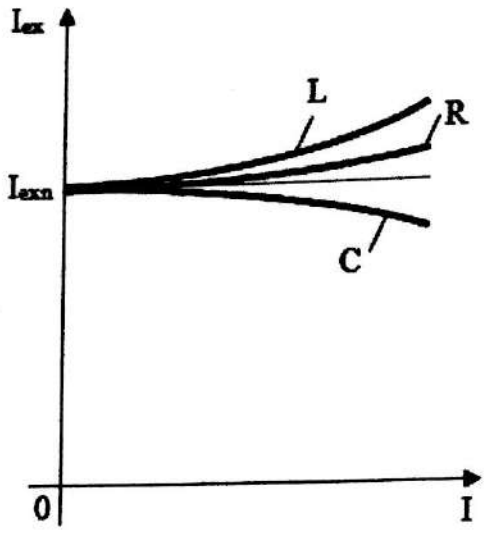


Fig. 5.19. Caracteristica de reglaj a generatorului sincron.

Din caracteristica de mers în gol prezentată în figura 5.17 se observă că pentru a creşte tensiunea electromotoare trebuie crescut curentul de excitaţie, iar pentru a scădea tensiunea electromotoare trebuie scăzut curentul de excitaţie.

Prin urmare, în cazul sarcinilor rezistive şi inductive, pentru a menţine tensiunea la borne constantă, curentul de excitaţie trebuie crescut, iar în cazul sarcinii capacitive acesta trebuie scăzut.

5.9.4. Cuplarea generatorului sincron în paralel cu reţeaua. Caracteristicile în V

Deseori generatoarele sincrone funcţionează cuplate la *Sistemul Energetic Naţional (SEN)*. Cuplarea unui generator sincron în paralel cu reţeaua se efectuează prin două metode: *metoda sincronizării fine*, respectiv *metoda autosincronizării*, prima fiind cea mai utilizată.

Pentru a cupla un generator sincron în paralel cu reţeaua prin metoda sincronizării fine trebuie ca în momentul cuplării tensiunile de linie la mers în gol ale generatorului să fie identice cu tensiunile de linie omoloage ale reţelei (adică tensiunile să fie sincronizate). Conform relaţiei (5.20), prin sincronizare se verifică egalitatea fazorială $\underline{E_0} = \underline{U}$ şi curentul de sarcină rezultă nul. Nesincronizarea dintre tensiunile generatorului şi tensiunile omoloage ale reţelei în momentul cuplării conduce la apariţia unor curenţi de sarcină care pot lua valori foarte mari, similar unor curenţi de scurtcircuit, aceştia fiind limitaţi numai de impedanţa înfăşurărilor generatorului. Astfel, egalitatea tensiunilor (sincronizarea generatorului cu reţeaua) este asigurată dacă sunt îndeplinite următoarele condiţii: cele două sisteme trifazate de tensiuni au aceeaşi succesiune a fazelor, valorile efective ale tensiunilor de linie ale generatorului sunt egale cu valorile efective ale tensiunilor de linie ale reţelei (abateri admise uzuale de până la 15%), frecvenţa tensiunii generatorului este egală cu frecvenţa tensiunii reţelei (abateri admise de 0,2%), iar unghiul de defazaj între fazorii tensiunilor generatorului şi fazorii tensiunilor omoloage ale reţelei este nul în momentul conectării (abateri admise de 10..15° electrice).

Scanned by CamScanner

Caracteristicile în V sunt specifice funcţionării generatorului sincron cuplat la reţea, tensiunea şi frecvenţa (respectiv turaţia generatorului) fiind constante, impuse de reţea, aceasta având o putere infinită comparativ cu puterea generatorului. Curbele în V se determină în condiţiile menţinerii constante a puterii active debitate de generator, şi reprezintă variaţia curentului de sarcină şi a factorului de putere în funcţie de curentul de excitaţie:

$$I = f(I_{ex})\,\big|_{n=const.,\ U=const.,\ P=const.,\ f=const.} \tag{5.51}$$

$$\cos\varphi = f(I_{ex})\,\big|_{n=const.,\ U=const.,\ P=const.,\ f=const.} \tag{5.52}$$

Caracteristicile se numesc în V deoarece au o formă ce se aseamănă cu litera V, ca în figura 5.20.

Întrucât puterea activă $P = 3UI\cos\varphi$ a generatorului este menţinută constantă, iar tensiunea U este tensiunea constantă a reţelei la care este cuplat generatorul, rezultă că produsul $I\cos\varphi$ este şi el constant. Prin urmare, atunci când curentul de sarcină ia valoarea sa minimă, factorul de putere este maxim.

Din analiza graficelor din figura 5.20 se observă că pe măsură ce curentul de excitaţie creşte, curentul de sarcină scade până la o valoare minimă obţinută pentru o *valoare optimă a curentului de excitaţie* I_{exo}, după care curentul de sarcină începe să crească. Pentru valori ale curentului de excitaţie inferioare valorii optime, puterea reactivă a maşinii este negativă şi aceasta absoarbe putere reactivă din reţea, fiind subexcitată. Pentru valori ale curentului de excitaţie superioare valorii optime puterea reactivă a maşinii este pozitivă, deci aceasta debiteză putere reactivă în reţea, fiind supraexcitată.

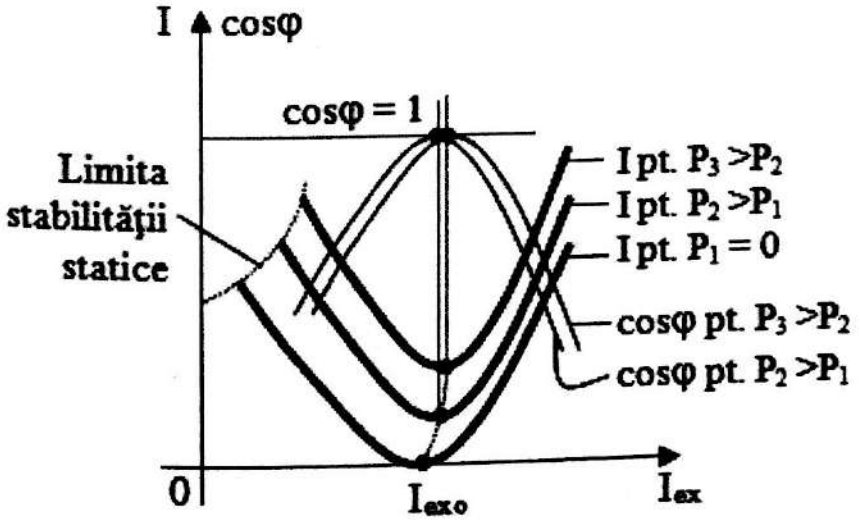


Fig. 5.20. Caracteristicile în V ale generatorului sincron.

Scanned by CamScanner

De asemenea, se observă că valoarea optimă a curentului de excitaţie creşte uşor odată cu creşterea valorii puterii active. Pentru valorile optime ale curentului de excitaţie puterea reactivă schimbată de generator cu reţeaua este nulă, $\sin\varphi = 0$, deci factorul de putere al maşinii este unitar, $\cos\varphi = 1$.

5.10. Motorul sincron

Maşina sincronă este utilizată în regim de motor în diverse sisteme de acţionare cu viteză constantă sau variabilă, precum: sisteme de înregistrare ori cronometrare, sisteme de ventilaţie, concasoare, trenuri electrice, automobile electrice, robotică industrială etc.

La puteri mari şi turaţii mici motorul sincron este mai economic decât motorul asincron. La turaţii reduse factorul de putere şi randamentul motorului asincron sunt din ce în ce mai slabe.

Un avantaj major al motorului sincron în raport cu motorul asincron este posibilitatea acestuia de a funcţiona la factor de putere unitar sau chiar capacitiv când motorul debitează energie reactivă în reţea. Prin comparaţie, motorul asincron absoarbe întotdeauna energie reactivă din reţea ceea ce produce înrăutăţirea locală (scăderea) a factorului de putere al reţelei de consumatori.

Întrefierul motorului sincron este mai mare ca cel al maşinii asincrone, conferindu-i o siguranţă mai mare în exploatare din punct de vedere mecanic.

Un dezavantaj principal al motorului sincron este incapacitatea acestuia de a dezvolta cuplu de pornire (motorul nu are cuplu decât la turaţia de sincronism). Rezolvarea acestui neajuns presupune:

- ✓ alimentarea motorului de la o sursă de frecvenţă variabilă care permite pornirea motorului prin creşterea frecvenţei de la valoare nulă la valoarea nominală;
- ✓ echiparea motorului cu colivie de pornire şi amortizare care permite pornirea în asincron (pornire similară cu a unui motor asincron cu rotorul în scurtcircuit); când rotorul ajunge la turaţia nominală asincronă foarte apropiată de turaţia de sincronism, se alimentează înfăşurarea rotorică de excitaţie şi motorul se agaţă la turaţia de sincronism; la unele motoare sincrone polii de excitaţie se construiesc din oţel masiv, aceştia având şi rol de colivie de pornire;
- ✓ utilizarea unui motor auxiliar de pornire de putere mică destinat antrenării motorului sincron principal până la atingerea turaţiei de sincronism (această metodă se aplică pentru motoare sincrone de mare putere).

Scanned by CamScanner

Un alt dezavantaj al motorului sincron este reprezentat de necesitatea unei surse suplimentare de curent continuu pentru alimentarea înfăşurării de excitaţie. Acest neajuns este eliminat prin construcţia *motoarelor sincrone cu magneţi permanenţi* la care câmpul magnetic principal este produs de magneţi, şi nu de o înfăşurare de excitaţie. Motoarele cu magneţi permanenţi au avantajul unui randament şi al unei fiabilităţi superioare prin eliminarea pierderilor Joule din rotor şi a contactelor alunecătoare. Dezavantajul acestora este dat de imposibilitatea reglării fluxului de excitaţie, care este esenţială în anumite aplicaţii.

O categorie aparte de motoare sincrone sunt cele echipate cu *magneţi permanenţi şi colivie de pornire*. Aceste motoare au avantajul că permit pornirea în asincron datorită coliviei cu care sunt echipate, şi nu necesită prezenţa unei surse de curent continuu pentru excitarea maşinii [34].

În regim de motor, maşina sincronă absoarbe putere activă de la reţeaua de alimentare, iar în regim de generator maşina debitează putere activă în reţea. În acelaşi timp, schimbul de putere reactivă cu reţeaua poate fi realizat în ambele regimuri de lucru, motor sau generator. Maşina absoarbe energie reactivă din reţea atunci când ea este subexcitată (când curentul de excitaţie este mai mic decât curentul de excitaţie optim), şi debitează energie reactivă în reţea când maşina este supraexcitată (când curentul de excitaţie este mai mare decât curentul de excitaţie optim).

Ecuaţiile de funcţionare şi schema echivalentă a motorului sincron (fig. 5.10) sunt similare cu ecuaţiile (5.20) şi (5.38) ale generatorului sincron, cu deosebirea că sensul curentului de sarcină $\underline{I}$ este opus.

5.11. Maşini sincrone speciale. Maşini sincrone folosite pe aeronave

Maşinile sincrone ce au o construcţie diferită de cea clasică intră în categoria maşinilor sincrone speciale. Acestea sunt de mai multe tipuri precum: motoarele pas cu pas, motoarele cu reluctanţă variabilă, maşinile sincrone cu poli gheară, maşinile sincrone liniare etc.

5.11.1. Motorul pas cu pas

Motoarele pas cu pas se caracterizează printr-o construcţie specială a ansamblului stator – rotor. Statorul este construit cu poli aparenţi, pe fiecare pol fiind plasată câte o bobină de excitaţie, fiecare alimentată

Scanned by CamScanner

independent de la un sistem electronic de comandă. Rotorul este alcătuit de regulă din tole din oţel magnetic şi are de obicei un număr foarte mare de dinţi, fig. 5.21. Motorul pas cu pas are o construcţie robustă, rotorul neavând înfăşurări şi nici inele de contact.

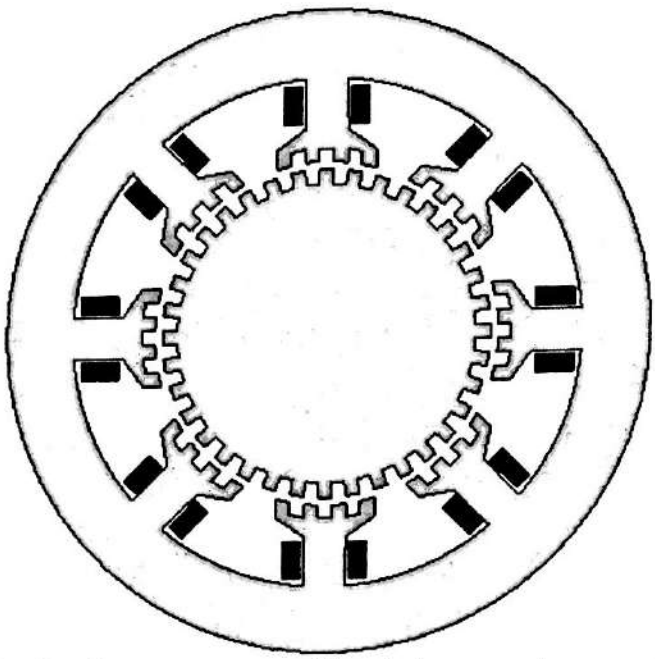


Fig. 5.21. Secţiune transversală printr-un motor pas cu pas.

Motorul pas cu pas realizează conversia unui tren de impulsuri aplicat bobinelor statorice montate în jurul polilor aparenţi într-o mişcare pas cu pas a rotorului. Cu cât numărul de dinţi este mai mare cu atât rezoluţia deplasării rotorului este mai bună (adică deplasarea unghiulară dintre doi paşi succesivi este mai mică). Forţa care pune în mişcare rotorul este o forţă de tip magnetic ce se exercită între o piesă feromagnetică (în acest caz dintele rotoric) şi un câmp magnetic produs de un electromagnet (adică de către înfăşurarea statorică plasată pe pol prin ale cărei spire trece impulsul de comandă). Frecvenţa de alimentare a bobinelor şi succesiunea impulsurilor determină viteza şi sensul de rotaţie al motorului. Pentru a creşte precizia de deplasare a motorului pas cu pas, tălpile polilor statorici sunt deseori crestate. În acest caz, motorul face un pas mult mai fin, corespunzător deplasării unui dinte rotoric între doi dinţi statorici succesivi ai aceluiaşi pol.

Există mai multe variante constructive de motoare pas cu pas: cu reluctanţă variabilă, cu magneţi permanenţi, sau hibride. Printre avantajele acestui tip de motor se pot menţiona: cost redus, construcţie simplă, fiabilitate, costuri de mentenanţă foarte reduse, precizie de deplasare ridicată în sisteme de acţionare în buclă deschisă (adică fără evaluarea vitezei), acceleraţie rapidă etc.

Scanned by CamScanner

Motorul pas cu pas prezintă și dezavantaje, precum: randament slab, vibrații și zgomote acustice, densitate redusă de energie pe unitatea de volum etc.

Motorul pas cu pas se utilizează în sisteme de acționare de precizie în buclă deschisă, precum: aparatură de bord pe aeronave, electronică, sisteme de cronometrare și înregistrare, tehnică de calcul, echipamente de birotică, mașini unelte, robotică industrială etc.

5.11.2. Motorul cu reluctanță variabilă

Motoarele cu reluctanță variabilă se aseamănă cu motoarele pas cu pas, cu deosebirea că numărul de dinți rotorici este mult mai redus, fig. 5.22. Motorul cu reluctanță variabilă se folosește frecvent în sisteme de acționare în buclă închisă (la care reglajul se efectuează prin măsurarea anumitor mărimi, precum viteză, curent etc.).

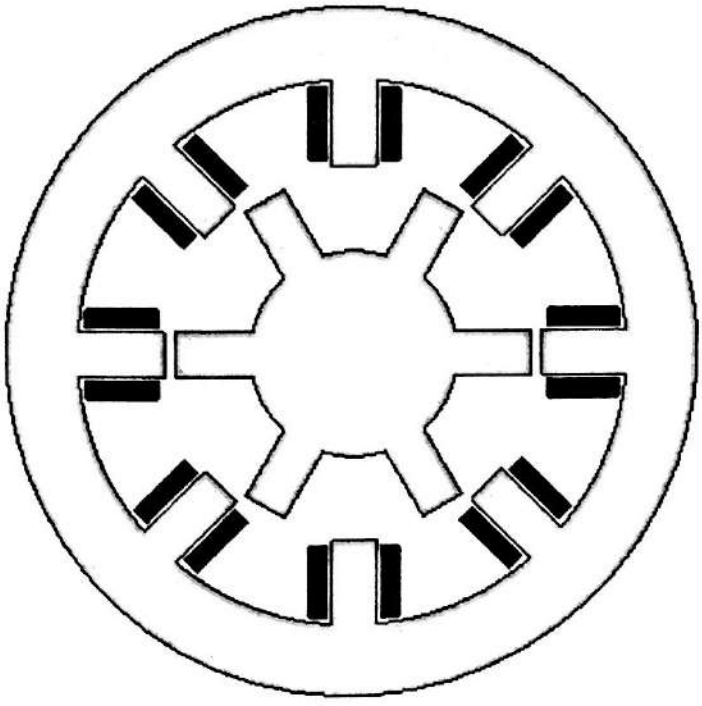


Fig. 5.22. Secțiune transversală printr-un motor cu reluctanță variabilă.

5.11.3. Alternatorul cu poli gheară

Mașinile sincrone cu poli gheară se folosesc frecvent ca alternatoare pe vehicule în scopul încărcării bateriilor [32]. Construcția statorului acestor mașini este similară cu cea a statorului mașinii asincrone și sincrone obișnuite, polii rotorici fiind construiți în forma unor gheare, figura 5.23.

Scanned by CamScanner

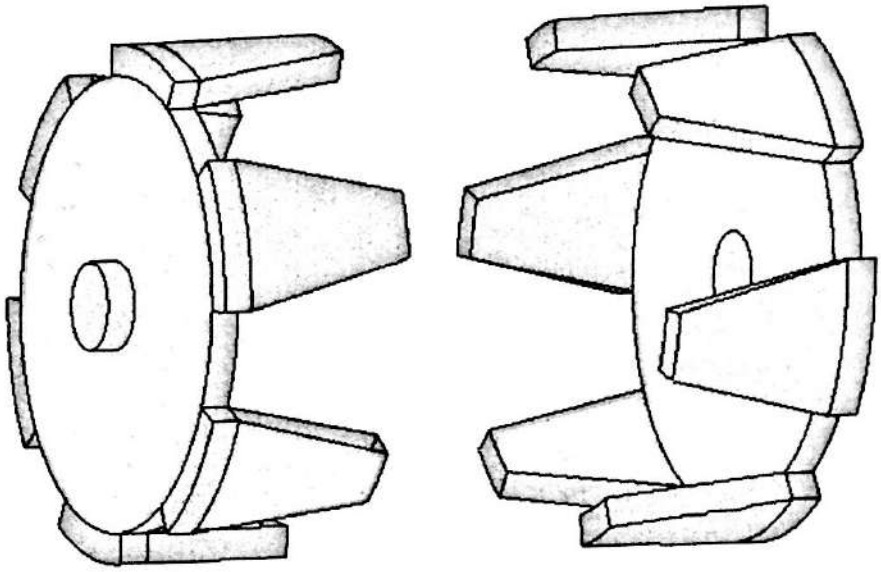


Fig. 5.23. Structura polilor rotorici la maşina sincronă cu poli gheară.

Câmpul inductor este produs de bobina de excitaţie rotorică poziţionată transversal (în jurul axului rotoric). Aceasta produce un câmp magnetic axial ce se închide prin ax, prin polii gheară şi prin miezul statoric. Polii gheară aflaţi de o parte şi de alta a bobinei de excitaţie au polaritate opusă, iar prin întrepătrundere formează o succesiune de poli magnetici alternativi. În acest mod se realizează o construcţie cu un număr mai mare de poli, care este mai compactă. Bobina rotorică este alimentată în curent continuu prin intermediul a două contacte alunecătoare (două perii care calcă pe două inele colectoare). Deşi echipate cu perii şi inele colectoare, generatoarele sincrone cu poli gheară sunt mai fiabile decât generatoarele de curent continuu de aceeaşi putere. Acest lucru se explică prin faptul că valoarea curentului prin circuitul de excitaţie al maşinii sincrone cu poli gheară ce se închide prin perii şi inele, este semnificativ mai redusă decât valoarea curentului de sarcină ce trece prin periile şi colectorul maşinii de curent continuu, uzura periilor, inelelor şi colectorului crescând odată cu creşterea curentului ce le străbate.

Maşinile sincrone cu poli gheară folosite ca alternatoare pe automobile sau avioane mici cu elice au bornele conectate la punţi redresoare pentru conversia tensiunii alternative trifazate în tensiune continuă necesară încărcării bateriilor. De asemenea, ele au un sistem electronic de comandă care, printre altele, limitează variaţia tensiunii la borne odată cu creşterea turaţiei de antrenare a generatorului (motorul termic care antrenează alternatorul auto are variaţii largi de turaţie, de la relanti la viteze mari de deplasare a vehiculului) [10].

Scanned by CamScanner

Există mașini sincrone cu poli gheară cu excitație electromagnetică, cu magneți permanenți, sau hibride (care au atât excitație electromagnetică cu bobine de excitație, cât și magneți permanenți).

Printre avantajele mașinilor sincrone cu poli gheară se pot menționa: construcție simplă și compactă, fiabilitate relativ ridicată, cost redus etc.

5.11.4. Generatoare sincrone fără perii folosite pe aeronave

Mașinile sincrone utilizate frecvent pe aeronave funcționează în special în regim de generator. Generatoarele principale ale aeronavelor sunt deseori generatoare sincrone, acestea fiind antrenate de motoarele termice ale aeronavei. Generatoarele principale au rolul de alimentare cu energie electrică a echipamentelor de bord (sistemul de navigație, senzori, sistemul de pompare a combustibilului, sistemul de iluminat, sistemul de degivrare etc.), respectiv de încărcare a bateriilor de acumulatori.

Un aspect esențial de care se ține cont în concepția și construcția echipamentelor de pe aeronave este fiabilitatea. Din acest motiv, se evită utilizarea mașinilor electrice cu contacte alunecătoare (perii/colector/inele colectoare), aceste contacte fiind elemente sensibile la uzură mecanică ce pot genera scânteieri și încălziri locale excesive. Astfel, pentru a se evita contactele alunecătoare, sistemele de generare a energiei electrice de pe aeronave ce conțin generatoare sincrone au frecvent o construcție mai complexă, ca în figura 5.24. Acestea sunt formate dintr-un ansamblu de trei mașini sincrone cuplate pe același ax, respectiv din convertoare electronice după cum urmează:

- ✓ un generator sincron cu magneți permanenți,
- ✓ un convertor static de redresare și reglare a tensiunii,
- ✓ un generator sincron în construcție inversată (inductorul alimentat în c.c. este situat pe stator, iar înfășurarea trifazată a indusului este dispusă pe rotor), în care înfășurarea trifazată rotorică este echipată cu o punte redresoare care alimentează fără contact înfășurarea de excitație a generatorului sincron principal,
- ✓ un generator sincron principal în construcție normală ce produce energie electrică în sistem trifazat.

Sistemele de generare a energiei electrice de tipul celui descris anterior, montate pe aeronavele comerciale moderne, presupun o soluție de acționare electrică la viteză constantă (reglată mecanic) și produc uzual tensiuni de valori 115/200 V la frecvența de 400 Hz [10].

Scanned by CamScanner

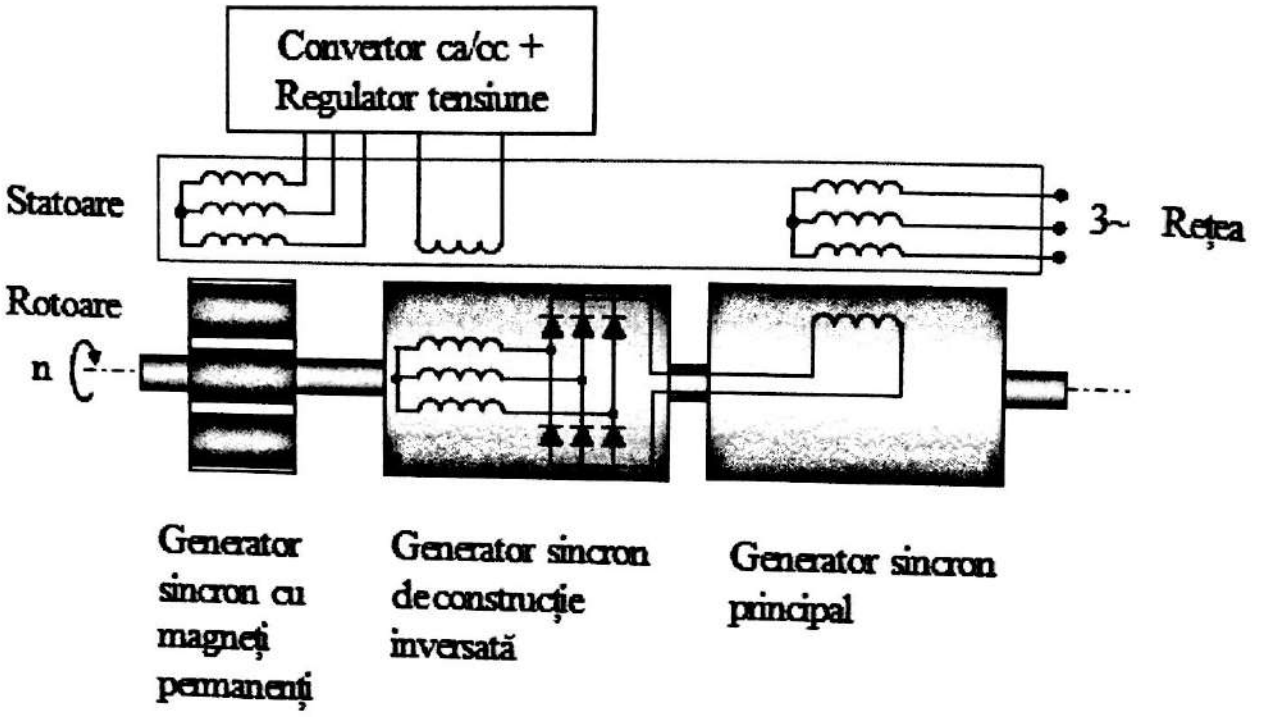


Fig. 5.24. Sistem de producere a energiei electrice fără perii, folosit pe aeronave.

Anumite aeronave moderne sunt echipate cu sisteme de producere a energiei electrice bazate pe soluţii de acţionare electrică la turaţie variabilă şi frecvenţă constantă. Aceste sisteme includ un singur generator electric fără perii şi convertoare statice de putere pentru reglarea tensiunii şi frecvenţei. Aceste sisteme sunt mai fiabile decât cele prezentate anterior, întrucât conţin mai puţine părţi în mişcare [10].

Scanned by CamScanner